14F
N° 1697
OCTOBRE
1983
LVIIIe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

PAGE 36 VOTRE HAUT-PARLEUR REMBOURSÉ

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

HI-FI
LES "COMPACT DISC" KENWOOD ET PIONEER
4 AMPLIFICATEURS AU BANC D'ESSAI

REALISATIONS
5 MONTAGES

MICRO INFORMATIQUE
BANC D'ESSAI DU ZX SPECTRUM

REPORTAGE
FUNKAUSSTELLUNG BERLIN 83

Vidéo Actualité
LE MAGNETOSCOPE GRUNDIG VIDEO 2×4
LES MAGNETOSCOPES VHS HI-FI

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ ● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ● ESPAGNE : 300 PTAS

ISSN 0246-2958

audio VIDEO MAGAZINE

N° 100 – JANVIER 1984
La première revue professionnelle
HIFI-TV-SON-VIDEO - 21 F

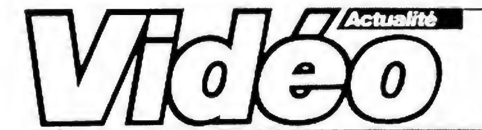


ABONNEMENT à retourner à Audio Vidéo Magazine
Service Diffusion, 2 à 12, rue de Bellevue,
75940 PARIS Cedex 19

Je souscris un abonnement d'un an à Audio Vidéo Magazine
6 numéros : 90 F – 11 numéros : 160 F
Je joins à cette carte mon règlement par :
☐ Virement postal ☐ Chèque bancaire
☐ Je désire recevoir une facture

nom .... prénom ....
raison sociale ....
n° .... rue ....
code postal .... ville ....

SOMMAIRE





Bloc-notes



sa position de repos et arrête l'appareil.
– Commandes frontales.
– Automatisme du couvercle.
– Coloris : satin métallisé et anthracite métallisé.
– Dimensions (l × h × p) : 440 × 111 × 364 mm.

DUAL CS 515

Platine tourne-disque Hi-Fi semi-automatique, avec bras de lecture en technique ULM (Ultra Low Mass), entraînement par courroie, châssis flottant amortisseur de chocs, retour automatique.

– Bras de lecture ULM en alliage spécial XM 300. Aucune résonance de flexion. Aucune résonance de torsion. Meilleure séparation stéréo.
– Suspension du bras de lecture à cardan, force d'appui sans masse.
– Cellule magnétique ULM Dual 65E avec pointe de lecture elliptique. Dispositif antiskating.
– Entraînement par courroie Dual. Grande sécurité de fonctionnement grâce à la courroie plate de haute précision.
– Commutation électronique des vitesses. Réglage fin de la vitesse sur une plage de réglage de 12 %.
– Plateau grand diamètre 304 mm avec tapis anti-résonateur.
– Lève-bras avec système d'amortissement par bain visqueux, touches répondant à une pression très légère.
– Stroboscope lumineux.
– Retour automatique qui ramène le bras de lecture dans sa position de repos et arrête l'appareil.
– Commandes frontales.
– Automatisme du couvercle.
– Coloris : satin métallisé et anthracite métallisé.
– Dimensions (l × h × p) : 440 × 111 × 364 mm.

DUAL CS 520

Platine tourne-disque Hi-Fi automatique avec bras de lecture en technique LM (Low Mass), entraînement par courroie, châssis flottant amortisseur de chocs.

– Bras de lecture LM en alliage spécial XM 300. Aucune résonance de flexion. Aucune résonance de torsion. Meilleure séparation stéréo.
– Cellule magnétique L.M. DUAL DMS 239. Antiskating.
– Entraînement par courroie. Grande sécurité de fonctionnement grâce à la courroie plate de haute précision.
– Commutation électronique des vitesses.
– Plateau grand diamètre 304 mm avec tapis anti-résonateur.
– Lève-bras avec système d'amortissement par bain visqueux, touches répondant à une pression très légère.
– Commandes frontales.
– Automatisme du couvercle.
– Coloris : satin métallisé ou anthracite métallisé.
– Dimensions (l × h × p) : 440 × 111 × 364 mm

Réalisez votre mini chaine hifi



LE TUNER

(Suite voir n° 1696)

L'aiguille lumineuse

L'aiguille lumineuse, c'est un voltmètre qui mesure la tension d'accord. Nous avons adopté, comme le montre la figure 11, une paire d'UAA 170 (circuit intégré que l'on peut trouver pratiquement partout) qui allument une diode LED parmi les seize qui constituent une échelle.

En plaçant deux UAA 170 en série, l'un prenant le relais de l'autre, deux diodes LED doivent être éliminées : celle qui correspond au dépassement pour le premier circuit et la première du second circuit, sur notre schéma ; ces diodes portent les numéros qu'elles devraient avoir dans la ligne, mais elles seront dissimulées à l'intérieur du tuner.

Avec une tension faible, la diode D_1 est allumée ; avec une tension élevée, on allumera les diodes situées sur sa gauche.

La tension d'accord arrive sur un potentiomètre de 220 kΩ ; le curseur du potentiomètre est relié à l'entrée des circuits intégrés.

Chacun des circuits est polarisé par une échelle de résistances. CI_1 donne une tension de référence, les bornes 12 et 13 des circuits intégrés reçoivent des tensions prises sur cette

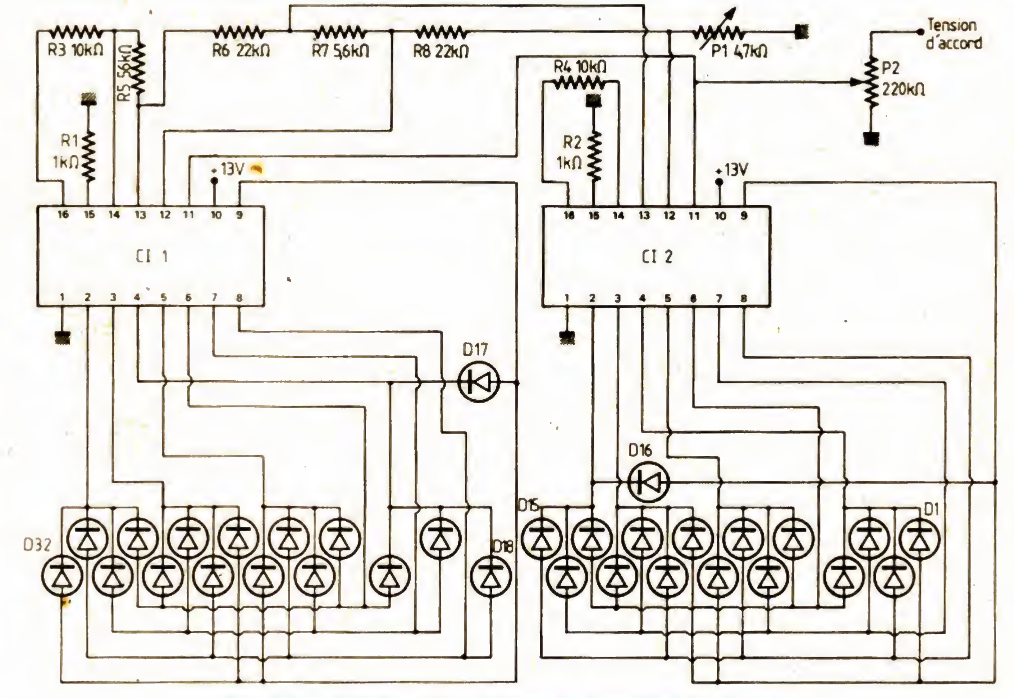


Fig. 11. – Schéma de principe de l'aiguille lumineuse.

échelle. Ces potentiels définissent les seuils d'allumage des diodes électroluminescentes, ici répartis sur deux circuits intégrés pour couvrir une plage de tension d'entrée allant de 2 V à 13 V environ. Ce réseau de résistances de polarisation assure le recouvrement des deux séries de seize diodes ; ce recouvrement permet de passer directement de la diode D_{15} à la diode D_{18}.

L'écart de tension entre les bornes 12 et 13 définit le passage d'une diode à l'autre. Avec une tension faible, le passage se fait progressivement ; avec une tension plus importante, on saute d'une diode LED à la suivante. Ici, le saut se fait pour un écart de tension très faible ; nous sommes à la limite de la progression continue.

Le potentiomètre P_1 fixe la tension d'allumage de la diode D_2, la diode D_1 étant allumée en l'absence de tension d'entrée. En combinant l'action des potentiomètres P_1 et P_2, on pourra étalonner l'indicateur de façon à couvrir par toutes les diodes l'échelle de fréquences de 87,5 à 108 MHz. Ce réglage se fera à partir de la commande d'accord manuel. Une fois le tuner en service, un premier étalonnage pourra être fait en injectant sur l'entrée du circuit une tension variable (2 à 13 V). L'intensité d'allumage des diodes se commande à partir des résistances R_3 et R_4.

On notera le câblage particulier des diodes électroluminescentes, câblage matricé permettant de limiter le nombre des câbles de liaison. On a ici huit fils au lieu d'une paire par diode...

La réalisation de cette aiguille lumineuse se fait en deux parties. Nous avons, d'un côté, le circuit imprimé de commande et, de l'autre, l'échelle de diodes électroluminescentes.

Les figures 12 et 13 donnent l'implantation du petit circuit imprimé de commande. Ce circuit est câblé avec deux diodes électroluminescentes D_{17} et D_{16}, dont on respectera la polarité.

Signalons que cette polarité peut se reconnaître sur des diodes LED à rayonnement visible. La puce est placée sur une sorte de masse métallique que l'on voit très distinctement, l'anode étant reliée par un fil nettement plus fin à la surface de la diode LED. D'autres repères existent sur les fils. Un simple regard suffit en fait à la reconnaissance de la cathode : son fil est celui qui arrive à la plus grosse

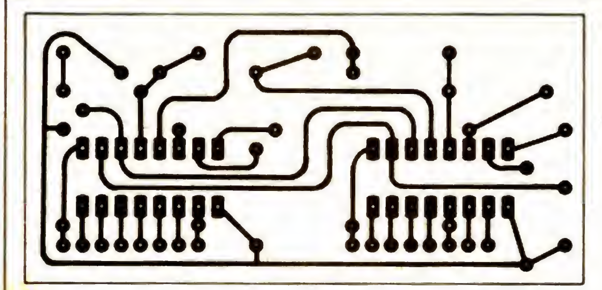


Fig. 12. – Circuit imprimé de commande de l'aiguille lumineuse.

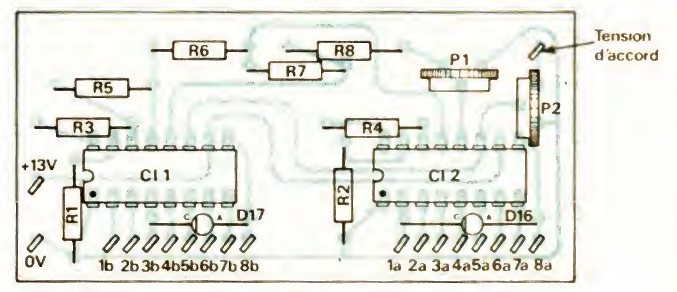


Fig. 13. – Implantation des composants du circuit de commande de l'aiguille lumineuse.

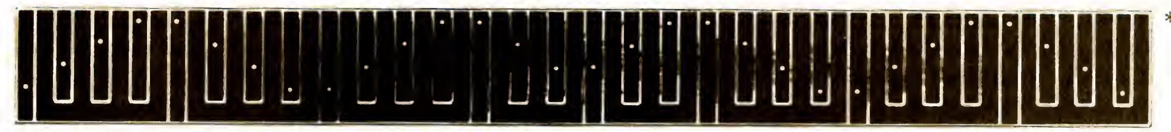


Fig. 14. – Circuit imprimé de câblage des diodes, côté cathodes.

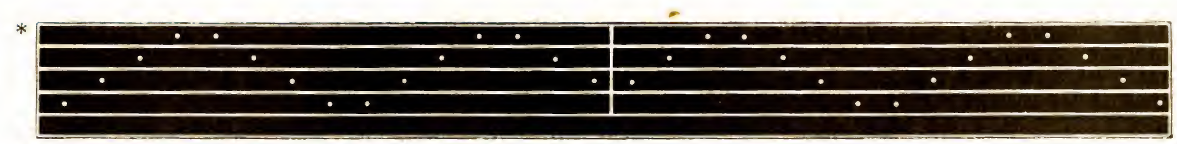


Fig. 15. – Circuit imprimé de montage des diodes, côté anodes.

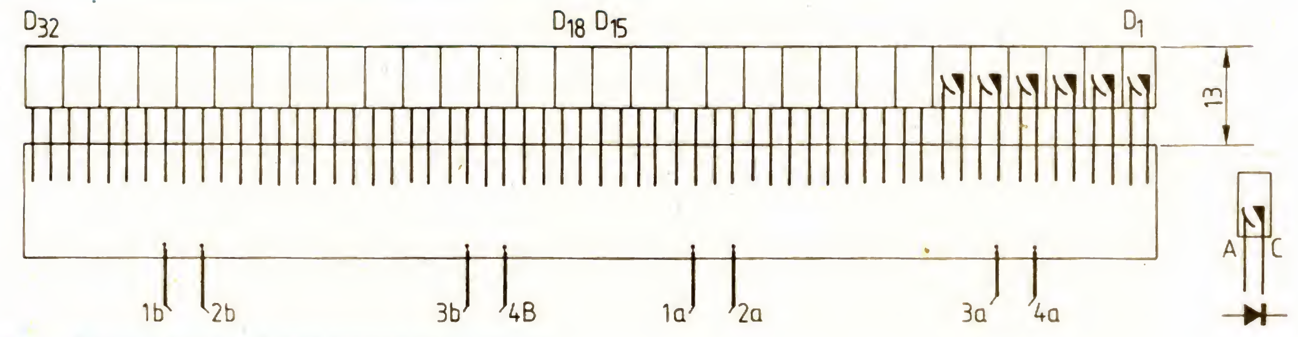


Fig. 16. – Montage des diodes et liaison des cathodes.

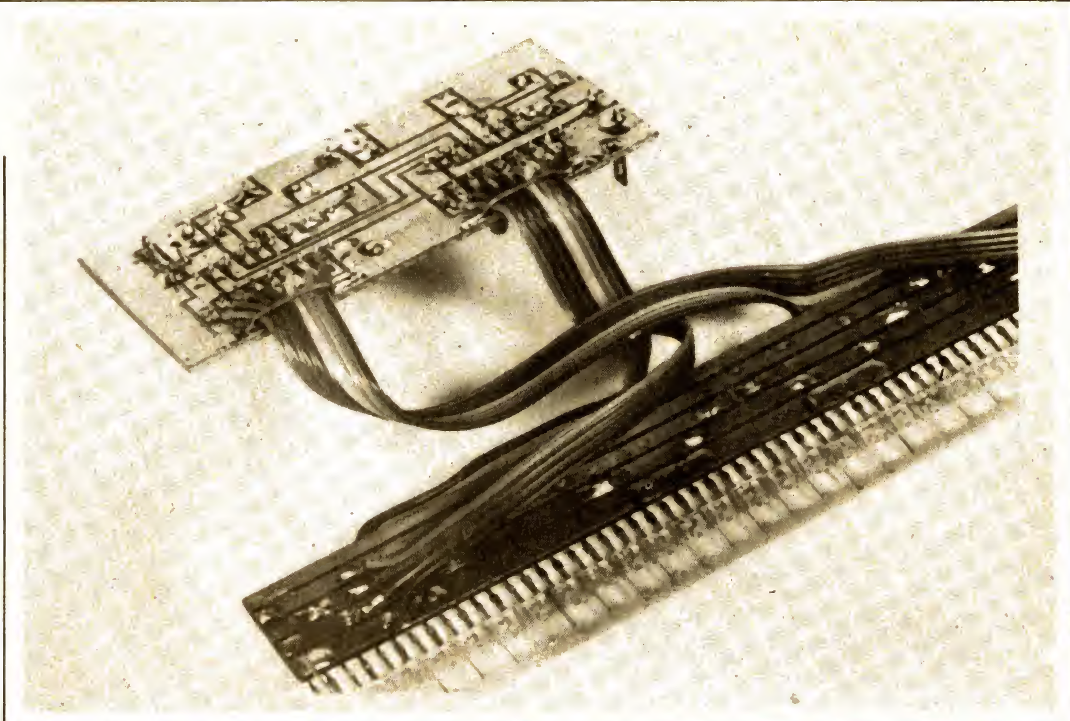


Photo D. – Vue de l'aiguille lumineuse côté circuit imprimé (gravure mécanique) et, pour l'aiguille, côté anodes. Les fils sont soudés sur le circuit, un fil de cuivre chevauche et maintient l'isolant du câble plat pour éviter sa rupture.

masse métallique visible... si la diode n'est pas enrobée dans une matière diffusante. Attention : les connexions de certaines diodes, notamment infrarouges, ne peuvent être reconnues de cette façon.

Passons à l'échelle de diodes électroluminescentes. Elle est constituée de diodes rectangulaires, diodes mesurant 5 mm de largeur et 2,5 de hauteur. Ces diodes doivent être câblées ; nous les avons réunies en barrette sur un circuit imprimé à double face. Une face sera réservée au câblage des cathodes, l'autre au câblage des anodes. La figure 14 donne le circuit imprimé côté cathode, la figure 15 côté anode. Les deux tracés sont perpendiculaires. Les trous seront percés à 0,8 mm. Dans chacun d'entre eux sera introduit un petit morceau de fil de cuivre que l'on matera puis soudera pour assurer la liaison entre les deux faces. On s'arrangera pour que cette liaison ne dépasse pas trop du côté des cathodes (fig. 14) ; les diodes LED sont en effet soudées de ce côté.

Ce circuit imprimé est gravé au pas de 2,5 mm, chaque diode faisant 5 mm de côté (cote maximale).

Le câblage des diodes demande un certain doigté et un guide. On doit en effet les aligner le mieux possible.

La figure 16 donne la méthode que nous proposons. On immobilise le circuit imprimé à 13 mm (ou plus) d'une réglette, elle aussi fixée. Il reste alors à placer les diodes les unes contre les autres, en les serrant le plus possible de façon à respecter le pas du circuit.

En plaquant les diodes contre la règle, elles seront alignées. Les fils seront maintenus contre le circuit imprimé pour leur soudure.

Toutes les diodes LED sont soudées dans le même sens, ce qui rend la détection d'erreur facile. Attention à ne pas vous tromper dans le sens de branchement !

Cette méthode de câblage et de positionnement, dont nous avons utilisé une variante moins élaborée, nous a donné une belle ligne de diodes LED.

Toutes les diodes utilisées sont de couleur verte. Il est possible de remplacer, une fois l'ensemble au point, et étalonné, certaines d'entre elles par des diodes d'une autre couleur,



Fig. 17. – Câblage des anodes de l'afficheur.

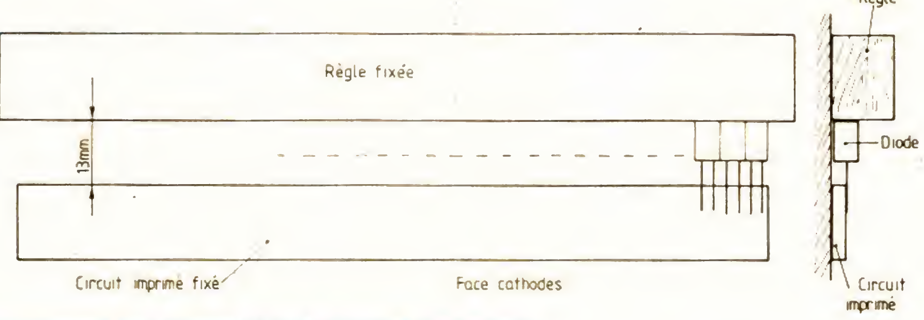


Fig. 18. – Dispositif de montage des diodes LED de l'aiguille lumineuse.

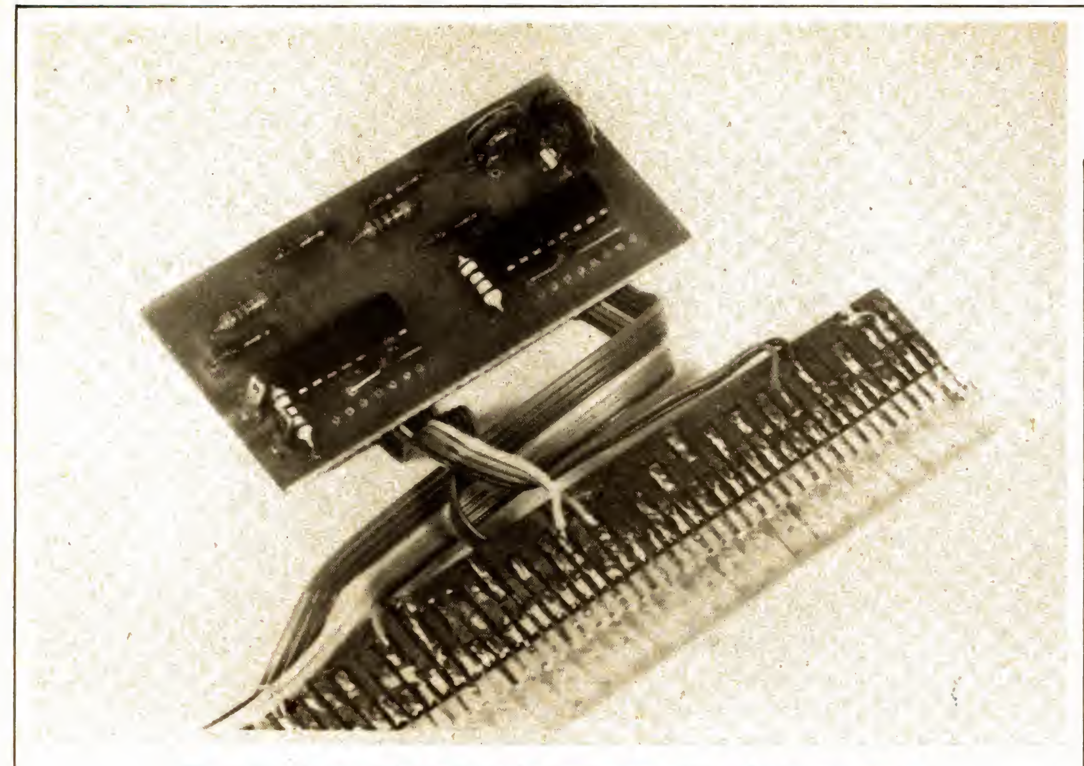


Photo E. – Le module de l'échelle lumineuse vu du côté composants.

ce qui permettra de repérer certaines fréquences comme 90 ou 100 MHz. Les circuits intégrés UAA 170 sont prévus pour commander des diodes LED de même tension directe. La plupart des diodes rouges ont une tension inférieure à celle des vertes et des jaunes. Il y a une exception : elle concerne les diodes rouges TSN. Ces diodes, dont la tension est la même que celle des vertes et des jaunes, peuvent donc être mélangées sans crainte et utilisées avec un UAA 170. Les diodes LED dont nous donnons la référence sont de ce type.

Les diodes D_{16} et D_{17} pourront être d'un dessin différent des diodes de l'échelle ; par contre, on les choisira avec une même tension directe. Si l'échelle est verte ou jaune, on évitera les diodes rouges si on ne connaît pas leur origine.

Lorsque l'échelle des diodes est terminée, on la relie au circuit de commande. Les liaisons sont indiquées sur les figures 13, 17 et 18. Nous avons utilisé ici un câble plat aux couleurs codées : 1 = brun, 2 = rouge, etc., comme pour les résistances ; c'est pratique. Les photos montrent l'emplacement respectif du module de commande et de l'échelle. On veillera particulièrement à l'emplacement des fils 3 et 4 sur le module de commande, l'ordre n'est pas respecté, c'est normal ; c'est le circuit intégré qui a été conçu comme cela, on se demande pourquoi ! Côté cathodes, sur l'échelle des diodes LED, les fils sont câblés deux par deux ; c'est plus propre qu'un câblage fil à fil.

Ce module étant terminé, on peut directement l'essayer ou le mettre de côté pour un câblage ultérieur.

Indicateur de niveau RF

L'indicateur de niveau RF se compose d'une série de diodes LED installées en barreau. Ici, nous n'avons pas de point lumineux mobile comme c'était le cas pour l'aiguille, mais un barreau dont la longueur est fonction de l'intensité du signal reçu.

Les diodes indicatrices sont celles des stations préréglées ; celle de gauche correspond à la station 1 qui correspond à l'intensité la plus faible reçue par le tuner. Les autres sont réparties en principe de 10 dB en 10 dB. Nous avons calculé le montage en fonction de la tension mesurée sur le module.

Comme la linéarité de la variation de tension en fonction du signal d'entrée est quelconque, nous n'avons pas pu utiliser de circuit de commande de barreau. De plus, étant donné que nous devions disposer d'un étage de commande à collecteur ouvert, nous avons dû adopter des circuits intégrés dotés de cette particularité. Le principe de cet indicateur de niveau est celui adopté par bon nombre de constructeurs de consoles de mixage. Une série de résistances polarise les en-

U stable +13V R8 8,2kΩ 3,7V 1/4 CI2 R15 4,7kΩ >10mV +12V
R7 1,2kΩ 2,4V 1/4 CI2 R14 4,7kΩ 1mV
R6 680Ω 1,6V 1/4 CI2 R13 4,7kΩ 300µV
R5 390Ω ≈1,18V 1/4 CI1 R12 4,7kΩ 100µV
R4 470Ω ≈0,6V 1/4 CI1 R11 4,7kΩ 30µV
R3 47Ω ≈0,59V 1/4 CI1 R10 4,7kΩ 10µV
R2 33Ω Tension ≈0,52V 1/4 CI1 R9 4,7kΩ 3µV
R'1 R1 680Ω CI1 CI2
CI1, CI2 : MC 3302 P

Fig. 19. – Schéma de principe de l'indicateur de niveau RF.



Photo F. – le circuit imprimé de l'indicateur R.f., câblé contre la face avant.

trées d'une suite de comparateurs intégrés. Ces comparateurs existent en version quadruple et ne coûtent pas cher.

La tension issue du circuit intégré FI est envoyée sur les entrées inverseuses d'une série de comparateurs (fig. 19). Les autres entrées sont polarisées. Lorsque la tension de l'entrée inverseuse dépasse la tension de polarisation de l'entrée non inverseuse, la sortie passe au niveau bas et la diode électroluminescente s'allume.

L'intensité d'allumage des diodes est fixée par la valeur des résistances placées en série avec elles.

Les numéros des sorties des diodes correspondent aux numéros des stations préréglées.

Toutes les diodes sont reliées au pôle positif de l'alimentation. Nous avons introduit ici une résistance R'_1 qui, placée en parallèle sur R_1, permettra un étalonnage approximatif de l'indicateur. En fait, on s'arrangera pour que, en l'absence de signal, la diode 1 s'allume à peine. Les valeurs des tensions indiquées ici sont celles relevées sur le module MF. On note que, pour les premières diodes, la progression de la tension est très lente ; le circuit de commande de gain n'entre pas encore en service.

Nous avons aussi prévu ici une sortie sur la borne 14 de CI_1. Cette sortie ira vers le circuit de réglage de l'accord. Lorsque le signal reçu sera trop faible, les diodes d'accord ne brilleront que faiblement. Le quart du circuit intégré supérieur n'est pas utilisé ici, il est laissé en l'air. Ce type d'indicateur de niveau peut être adapté à n'importe quel emploi, notamment en audio, mais il sera nécessaire d'adapter la valeur des résistances du pont de polarisation en fonction de la courbe demandée, log ou linéaire.

La figure 20 donne le schéma du circuit imprimé ; ce circuit est de forme allongée pour se loger derrière la façade. Les résistances sont installées à plat sur le circuit. On veillera, pour l'implantation (fig. 21), à orienter correctement les circuits intégrés ; ils sont disposés en sens inverse de façon à ce que les sorties soient de chaque côté du circuit imprimé.

Pour la résistance R_1/R'_1, on prévoira de laisser des fils assez longs à la résistance R_1 ; on pourra souder R'_1 directement sur ses fils. Une autre solution est possible, elle consiste à mettre entre l'entrée des comparateurs et la masse une résistance qui ajustera le niveau envoyé sur l'indicateur de niveau. Le module a une résistance interne de 10 kΩ environ. Nous avons utilisé une résistance de 220 kΩ dans ce but.

La tension donnée par le module FI varie entre 0,5 V (environ) et 3,7 V, pour une tension d'entrée allant de 3 µV à 10 mV.

Ce module sera câblé au moment de l'installation finale. Ses sorties sont en effet directement reliées aux diodes installées en façade, diodes LED que l'on collera.

Module de commutation

La figure 22 donne le schéma de principe de cette section. Plusieurs fonctions sont assurées par ce module.

Deux circuits intégrés sont à l'œuvre. Le premier est une double bascule C-MOS que nous utilisons pour une commande par effleurement.

Ce circuit intégré a d'ailleurs déjà été utilisé dans le préamplificateur pour assurer la fonction « monitor », autrement dit, le contrôle d'un enregistrement.

Les touches sont représentées comme des condensateurs, mais elles sont entourées d'un cercle.

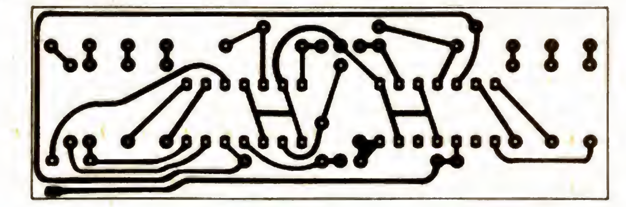


Fig. 20. – Circuit imprimé de l'indicateur de niveau RF.

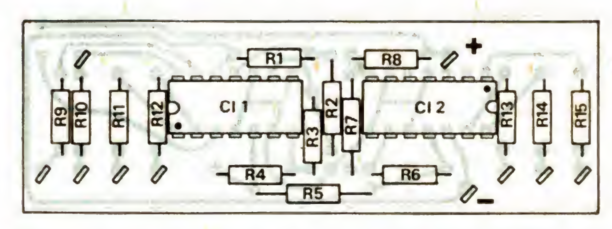


Fig. 21. – Implantation des composants de l'indicateur de niveau RF.

La commande se fait sur les entrées d'horloge du CD 4013 ; une résistance de 10 MΩ polarise l'entrée pour la mettre en permanence à l'état haut. Le doigt mettra l'entrée à un niveau suffisamment bas pour assurer la commande.

A la mise sous tension, nous présélectionnons un état. Le tuner se met automatiquement en mode stéréo, tandis que la commande automatique de fréquence est hors service ; cette dernière option permet au récepteur de se caler sur une fréquence. Nous aurions également pu introduire une temporisation à la mise en service de la CAF. Ici, l'état initial des deux bascules s'obtient en appliquant sur l'entrée de remise à zéro une impulsion par l'intermédiaire de C_1. Les résistances R_2 et R_4 et les condensateurs C_2 et C_3 servent à assurer le fonctionnement en diviseur par deux des bascules. C_4 est un condensateur de découplage d'alimentation. La commande automatique de fréquence est signalée par une diode électroluminescente commandée par le transistor T_1.

Les commutations que nous avions sur la figure 2 et qui étaient mécaniques sont remplacées par des commutations électroniques. Le circuit intégré de commutation est un CD 4053, circuit comportant un triple inverseur ; il s'agit d'une variante des multiplexeurs CD 4051 et CD 4052.

Chacun des inverseurs est commandé par un signal d'entrée séparé. Pour la commande automatique de fréquence, nous reproduisons exactement la commutation mécanique demandée. La commande automatique de fréquence peut aussi, avec un peu d'imagination, être commandée à chaque changement de station ; elle se coupe pour le changement de station préréglée et se rétablit ensuite afin de permettre un accord sur la station correspondant à la tension programmée.

La commutation mono stéréo s'accompagne de la mise hors ou en service du silencieux interstations. Lorsqu'on est en monophonie, le silencieux est coupé ; en stéréo, il est en service. Ici, deux inverseurs sont placés en parallèle pour assurer cette fonction. Nous avons introduit ici une résistance de 100 Ω entre le pôle positif de l'alimentation et la broche 1 du circuit intégré, broche correspondant à un contact « travail ». Cette résistance sert à éliminer un défaut propre aux commutateurs statiques. En effet, dans ce cas précis où l'on doit effectuer une commutation avec passage de la sortie du potentiel de la masse à celui de l'alimentation, nous avons, pendant un instant très bref, un contact qui s'établit entre 1 et 2 et fait passer un courant très élevé dans le circuit intégré (nous avons mesuré plus de 0,5 A). Si ce courant ne dure pas longtemps, ce n'est pas grave ; par contre, au bout de quelques dizièmes de secondes, le circuit intégré peut être endommagé. Il se passe dans ce circuit un phénomène de verrouillage qui fait que, même si les entrées de commande ont demandé la commutation, cette dernière ne se fait pas ou mal, et le circuit consomme en permanence son courant excessif. En fait, le courant ne passe pas directement par les « contacts » mais par l'alimentation. Une décharge de condensateur au travers d'un contact de ce type peut déclencher le phénomène ; il est donc impératif d'introduire une résistance de limitation. Le CD 4053 va donc effectuer les commutations nécessaires pour le fonctionnement du module. La sortie 15 du circuit intégré est reliée au circuit d'indication de mode stéréophonique. La diode électroluminescente utilisée est un modèle double à cathode commune.

En monophonie, le transistor T_2 est bloqué, la diode verte est éteinte. La diode rouge est alimentée au travers de R_{13}.

En stéréophonie et sans sous-porteuse, la diode

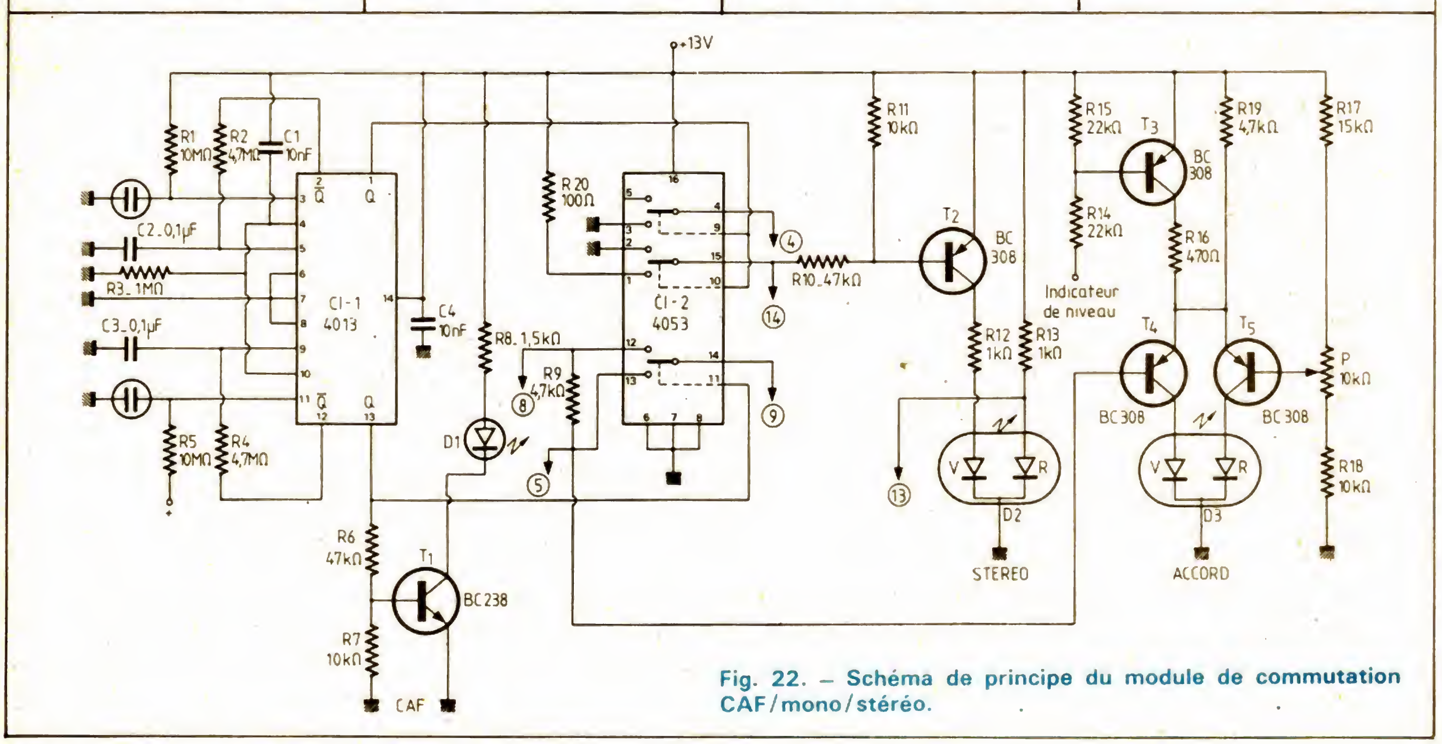


Fig. 22. – Schéma de principe du module de commutation CAF/mono/stéréo.

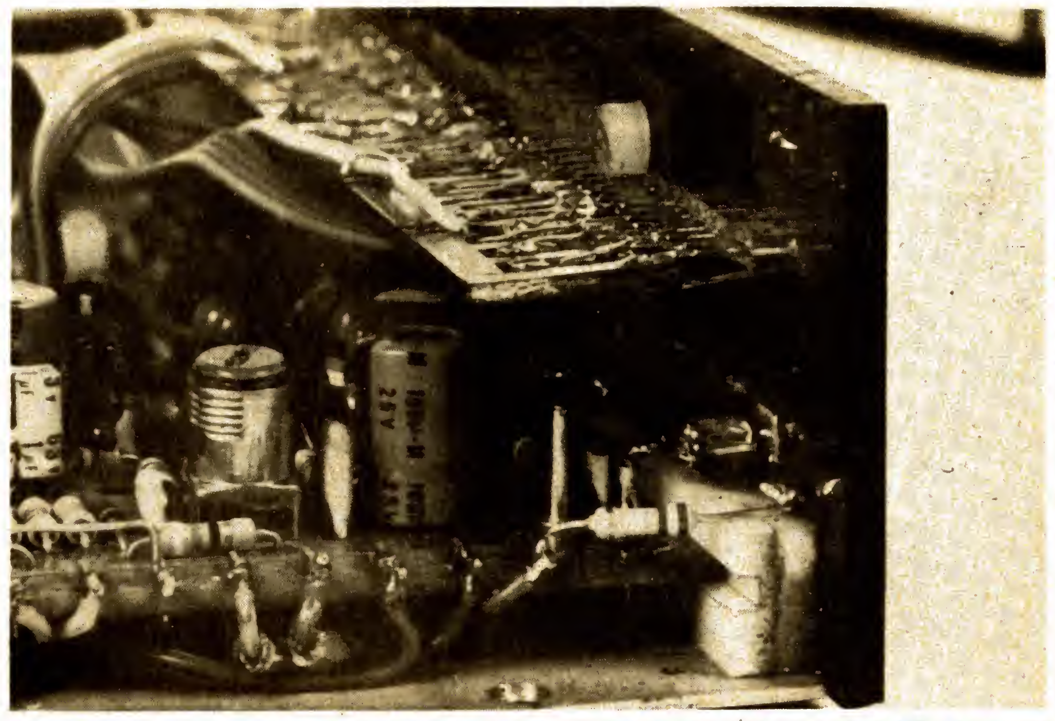


Photo G. – Détail montrant la raînure dans laquelle le circuit imprimé du module MF s'encastre, la cale est constituée de deux épaisseurs de matière plastique, elle est collée contre la façade.

rouge est allumée par R_{13}, le transistor T_2 est conducteur (15 de Cl_2 est à la masse) ; comme les deux diodes sont allumées, la lueur est jaune, combinaison du rouge et du vert.

En présence d'une émission stéréophonique, la sortie 13 du module, celle de commande du voyant stéréophonique, passe à la masse et court-circuite la diode LED rouge qui s'éteint. Il ne reste alors que la verte allumée, ce qui correspond bien à la présence d'une émission stéréophonique.

L'indicateur d'accord utilise une paire de transistors T_4 et T_5 montés en amplificateur différentiel. Un transistor annexe, T_3, dont la base est commandée par l'indicateur de niveau, commande l'intensité lumineuse des diodes LED. La résistance R_{19} permet d'allumer légèrement ces diodes en l'absence d'un signal suffisamment important.

La base de T_4 reçoit la tension continue d'accord issue du circuit intégré et présente sur le commutateur de commande automatique de fréquence. La base de T_5 est reliée à un pont diviseur dont le potentiomètre permet de régler le point de travail.

En cas de différence de tension entre les bases des deux transistors, nous avons un déséquilibre du courant dans les deux diodes, et la couleur change du jaune au vert ou au rouge.

La figure 23 donne le circuit imprimé correspondant au schéma. Une légère différence existe entre le schéma de principe et la réalisation. La résistance R_{20} est en fait montée en série avec la résistance R_{13}, ce qui ne modifie pas le comportement du montage, la chute de tension dans la résistance R_{20} étant assez faible. Il ne s'agit donc pas d'une erreur de schéma.

Les diodes électroluminescentes ne seront pas montées sur le circuit imprimé, elles prendront place sur la façade du tuner.

Le câblage ne pose pas de problème ; on fera attention à ne pas provoquer de ponts de soudure, la densité du montage étant élevée, miniaturisation oblige. On respectera évidemment le sens de branchement des circuits intégrés ; leur encoche est ici opposée.

Filtre multiplex

Les décodeurs stéréophoniques laissent passer une certaine dose de composantes ultrasonores ou sonores (19 kHz) susceptibles de gêner l'enregistrement d'une émission radiophonique.

La figure 25 donne le schéma du filtre multiplex que nous avons placé en sortie ; deux de ces filtres sont là, un pour chaque voie. Le premier étage est un amplificateur, le rapport des charges de collecteur et d'émetteur détermine le gain du circuit. Derrière cet amplificateur, nous avons un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est assez haute. Ce circuit se charge de l'élimination des fréquences supérieures à 20 kHz. Un réseau RC série complète l'action de ce circuit. Derrière ce filtre, nous avons installé un réjecteur. Ce circuit permet d'obtenir une réjection du 19 kHz meilleure ou égale à 30 dB. Avec des composants sélectionnés et triés, ce circuit permet d'avoir une réjection du 19 kHz de plus

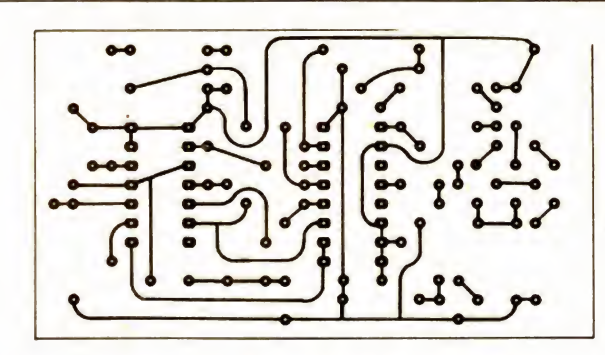


Fig. 23. – Circuit imprimé du module de commutation.

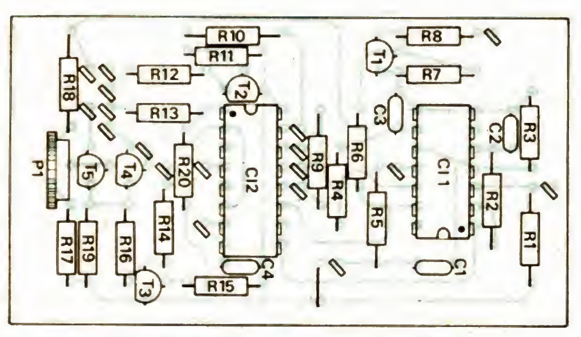


Fig. 24. – Câblage du module de commutation.

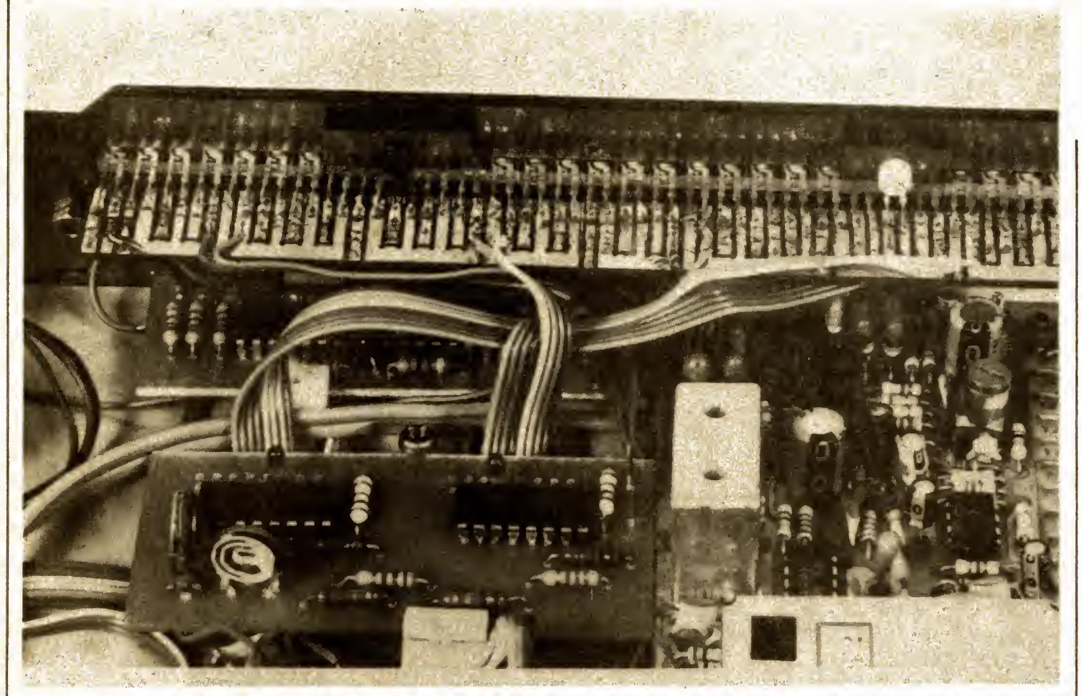


Photo H. – Montage de l'aiguille lumineuse, son circuit imprimé de commande est fixé par la tête d'une vis.

de 40 dB. Avec des composants à 5 % non triés, nous avons une réjection de 30 dB à 19 kHz. On prendra tout de même des composants à 5 %, c'est préférable.

L'alimentation de ce circuit se fait en 13 V, comme pour le reste du tuner.

La figure 25 donne le dessin du circuit imprimé, et la figure 26 l'implantation des composants. Ce montage ne demande pas de mise au point. Ça marche ou, en cas d'erreur, ça ne marche pas. Vérifiez bien la valeur de vos composants, faites bien attention à l'emplacement de la virgule.

Ce module est le dernier que vous avez à réaliser. Nous pouvons maintenant nous lancer dans la mécanique, avant d'aborder le chapitre du câblage final.

Mécanique

L'appareil est monté dans un coffret constitué de deux parties : une base métallique dont les faces avant et arrière sont solidaires et un capot fermant le tout.

La plaque de base est un rectangle de tôle d'acier étamée ou galvanisée (zincor) de 10/10e de millimètre d'épaisseur.

Elle mesure 170 mm de profondeur pour 244 mm de largeur (cote maximale). En ajoutant à ces 244 mm deux fois 3 mm, c'est-à-dire l'épaisseur de l'altuglas, nous aurons une largeur hors tout de 250 mm. Nous ne vous donnons pas de plan de perçage pour cette plaque, elle est percée « à la demande », au fur et à mesure de l'installation des modules. Comme il est possible de prévoir une fixation des modules sur supports collés, certains perçages ne seraient pas forcément utiles à tous ceux qui entreprendront la fabrication du tuner. Il vous faut donc découper cette plaque que vous mettrez de côté pour le moment.

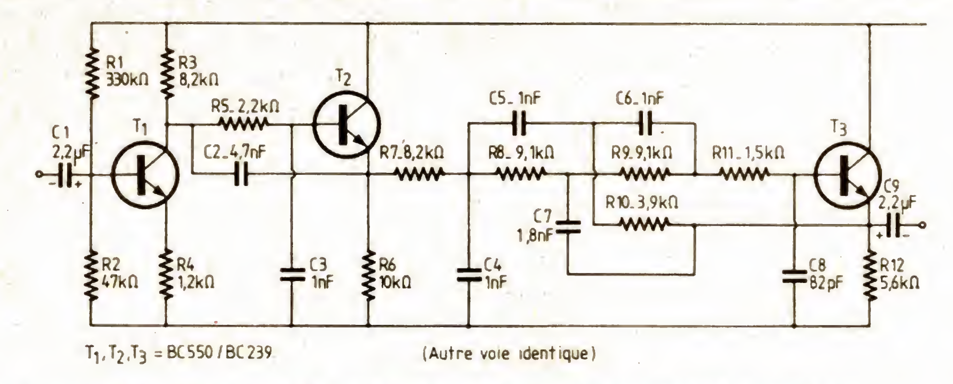


Fig. 25. – Schéma de principe de l'une des voies du module de filtrage multiplex.

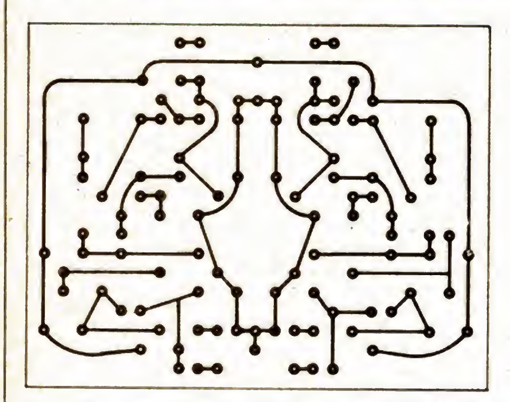


Fig. 26. – Circuit imprimé du filtre multiplex.

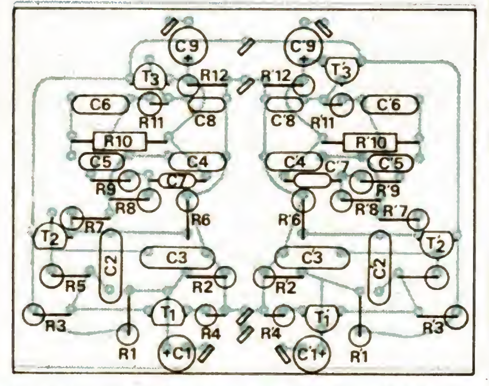


Fig. 27. – Implantation du filtre multiplex.

Liste des composants

Module d'alimentation

R_1 : résistance 2,2 kΩ
R_2 : résistance 240 Ω
C_1 : condensateur 0,1 µF 100 V Siemens MKT 7,5 mm
C_2 : condensateur 0,22 µF 100 V Siemens MKT 7,5 mm
CI_1 : circuit intégré TDB 117 T Siemens, LM 317 T SGS ou équivalent

Sélecteur de stations

R_1 : résistance 150 kΩ

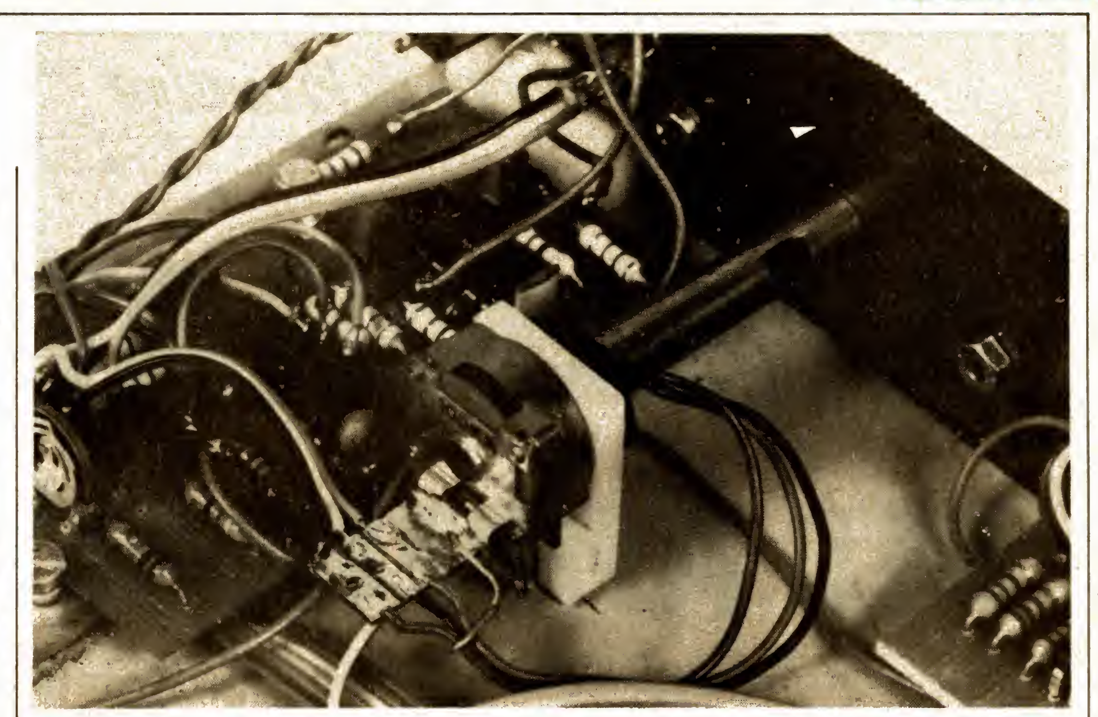


Photo I. – Détail de montage du potentiomètre d'accord, le fil sortant du tube décrit une large boucle. Un petit circuit imprimé assure le relais : votre fil était trop court ! La présence d'un fil de guidage est très utile. Notez la fixation de la courte plaque de la façade.

R_2 à R_8 : résistances 820 Ω
R_9 à R_{24} : résistances 2,2 MΩ
R_{25} : résistance 15 kΩ
R_{26} : résistance 2,7 kΩ
R_{27}, R_{28} : résistances 2,2 kΩ
R_{29} : résistance 3,3 kΩ
C_1 à C_8 : condensateurs céramique 10 nF
P_1 à P_6 : potentiomètres d'accord 100 kΩ Radiohm PM 4011
P_7 : potentiomètre d'accord 100 kΩ, Radiohm CIP 160 C ou ZC
P_8 : potentiomètre ajustable 1 kΩ, Radiohm PR 10 V
T_1, T_2 : transistors NPN BC 238 B
T_3, T_4 : transistors PNP BC 308 B
D_1, D_2 : diodes LED triangulaires CQV 28/29, Siemens, autre forme possible
CI_1 : circuit intégré SAS 580, Siemens
CI_2 : circuit intégré SAS 590, Siemens
Diodes LED dans la liste de l'indicateur de niveau.

Aiguille lumineuse
R_1, R_2 : résistances 1 000 Ω
R_3, R_4 : résistances 10 kΩ
R_5 : résistance 56 kΩ
R_6, R_8 : résistances 22 kΩ
R_7 : résistance 5,6 kΩ
P_1 : potentiomètre ajustable 4,7 kΩ, Radiohm PR 10 V
P_2 : potentiomètre ajustable 220 kΩ, Radiohm PR 10 V
CI_1, CI_2 : circuits intégrés UAA 170, Siemens
D_1 à D_{15}, D_{18} à D_{32} : diodes LED CQV 39, Siemens
D_{16}, D_{17} : diodes vertes quelconques

Indicateur de niveau RF
R_1, R_6 : résistances 680 Ω
R_2 : résistance 33 Ω
R_3 : résistance 47 Ω
R_4 : résistance 470 Ω
R_5 : résistance 390 Ω
R_7 : résistance 1 200 Ω
R_8 : résistance 8 200 Ω
R_9 à R_{15} : résistances 4 700 Ω
D_1 à D_7 : diodes LED CQV 38 (jaune), Siemens, rectangulaire
CI_1, CI_2 : circuits intégrés MC 3302, Motorola ou autre, quadruple comparateur

Commutation
R_1, R_5 : résistances 10 MΩ
R_2, R_4 : résistances 4,7 MΩ
R_3 : résistance 1 MΩ
R_6, R_{10} : résistances 47 kΩ
R_7, R_{11}, R_{18} : résistances 10 kΩ
R_8 : résistance 1,5 kΩ
R_9, R_{19} : résistances 4,7 kΩ
R_{12}, R_{13} : résistances 1 000 Ω
R_{14}, R_{15} : résistances 22 kΩ
R_{16} : résistance 470 Ω
R_{17} : résistance 15 kΩ
R_{20} : résistance 100 Ω
P : potentiomètre ajustable 10 K, Radiohm PR 10 V
T_1 : transistor NPN BC 238
T_2, T_3, T_4, T_5 : transistors PNP BC 308
D_1 : diode LED CQV 39, verte, Siemens, rectangulaire
D_2, D_3 : diodes bicolores LD 110, Siemens, rectangulaires, cathode commune
CI_1 : circuit intégré CD 4013
CI_2 : circuit intégré CD 4053

Filtre multiplex
Les quantités sont à doubler pour les deux voies.
R_1 : résistance 330 kΩ
R_2 : résistance 47 kΩ
R_3, R_7 : résistances 8 200 Ω
R_4 : résistance 1 200 Ω
R_5 : résistance 2 200 Ω
R_6 : résistance 10 000 Ω
R_8, R_9 : résistances 9 100 Ω
R_{10} : résistance 3 900 Ω
R_{11} : résistance 1 500 Ω
R_{12} : résistance 5 600 Ω
C_1, C_9 : condensateurs chimiques 2,2 μF, 16 V
C_2 : condensateur plastique 4,7 nF 5 %, MKT Siemens
C_3, C_4, C_5, C_6 : condensateurs plastique 1 nF 5 %, MKT Siemens
C_7 : condensateur plastique 1,8 nF 5 %, MKT Siemens
C_8 : condensateur céramique 82 pF
T_1, T_2, T_3 : transistors NPN BC 550, 239, ITT ou autre.
Toutes résistances 1/4 W 5 %.

Le tuner Larsholt est importé en France par la société : SIRPM Brunet, 18, rue de Douai, 75009 Paris.

(A suivre)

E. LEMERY

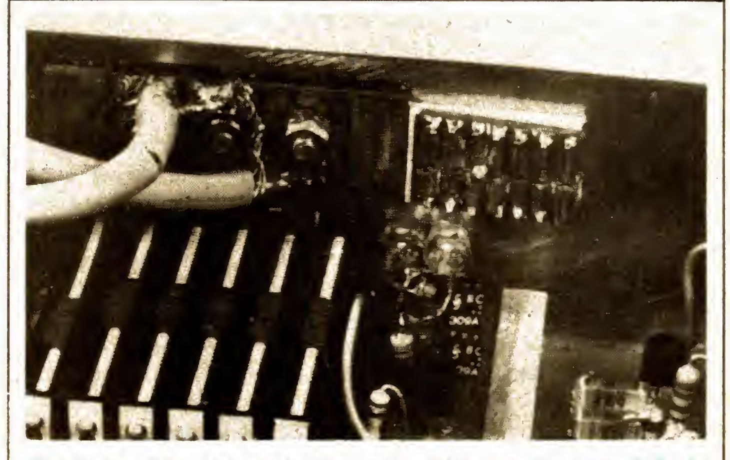


Photo J. – L'arrière de la plaquette à bornes d'entrée R.F. du tuner. Les écrous sont soudés sur le circuit imprimé. Le support de circuit intégré sera câblé pour la télécommande de la chaîne.

Pratique de la mesure

AMELIORATION DES AMPEREMETRES

NOUS avons vu, le mois dernier, que la mesure d'une intensité à l'aide du contrôleur universel était perturbante. Le mal venait de la résistance trop forte de l'ampèremètre ainsi constitué, résistance ayant pour effet de réduire quelque peu l'intensité du circuit en fonctionnement, d'où évidemment une mesure erronée.

Peut-on remédier à ce grave défaut des ampèremètres ? Certes oui ! Dans une certaine « mesure » ! Et c'est ce que nous allons voir dans les lignes qui suivent.

I – Qualité du galvanomètre

Il existe tout d'abord des galvanomètres meilleurs que d'autres à ce point de vue. Si nous considérons, par exemple, celui du Centrad 819, nous lui trouvons les caractéristiques suivantes : 40 μA, 1 600 Ω. Donc une sensibilité de 40 μA avec un cadre mobile dont le bobinage de fil très fin a une résistance de 1 600 Ω. La Loi d'Ohm nous permet de calculer la tension à appliquer aux bornes de ce cadre pour une déviation pleine échelle :

$$U = RI$$

$$1\,600 \times 40 \cdot 10^{-6} = 64 \text{ mV}$$

Il s'agit d'une performance correcte et la chute de tension maximale apportée par cet appareil devrait être de cette valeur, ce qui n'est pas trop gênant : moins de 1/10 de volt !

Nous possédons un autre galvanomètre de sensibilité 1 mA et dont le cadre ne mesure que 23 Ω ! Cet appareil n'apporte donc à pleine échelle qu'une chute de tension de $23 \times 1 \cdot 10^{-3}$ suit 23 mV. C'est donc encore bien mieux, la sensibilité étant toutefois 25 fois moins forte !

II – Place des shunts

Nous savons qu'un galvanomètre s'utilise rarement seul, mais presque toujours en association avec des shunts permettant de diminuer sa sensibilité. Nous avons vu, dans le précédent article, que ces shunts pouvaient être disposés de deux manières, soit de manière indépendante, avec sélection par commutateur, soit en shunts fractionnés, ce qui permet d'avoir les différents calibres sans commutation.

Dans le premier cas, le schéma se ramène à celui de la figure 1 pour chaque calibre. Comme on a, de toute évidence, $U_{AB} = U_{CD}$, quelle que soit la valeur du shunt, la performance du galvanomètre est conservée, la chute de tension du groupement étant égale à la chute de tension du galvanomètre seul. Ainsi monté, le galvanomètre du 819 Centrad ne chuterait que 64 mV, quel que soit le calibre !

Mais en réalité, dans ce contrôleur, le montage retenu est le second, celui à shunts fractionnés. La figure 2 donne d'ailleurs la disposition exacte et les valeurs des différents éléments, pour les six calibres possibles. (Voir exercice corrigé de ce mois.)

Il est facile de constater que, dans ce système, les shunts « inutiles » viennent se placer en série avec le cadre et en augmentent la résistance, d'où détérioration de la performance retenue plus haut.

Ainsi en gamme « 5 mA », par exemple, le shunt « utile » mesure : 0,064 + 0,576 + 5,76 + 57,6 = 64 Ω.

Les shunts « inutiles » 576 + 5 760 sont en série

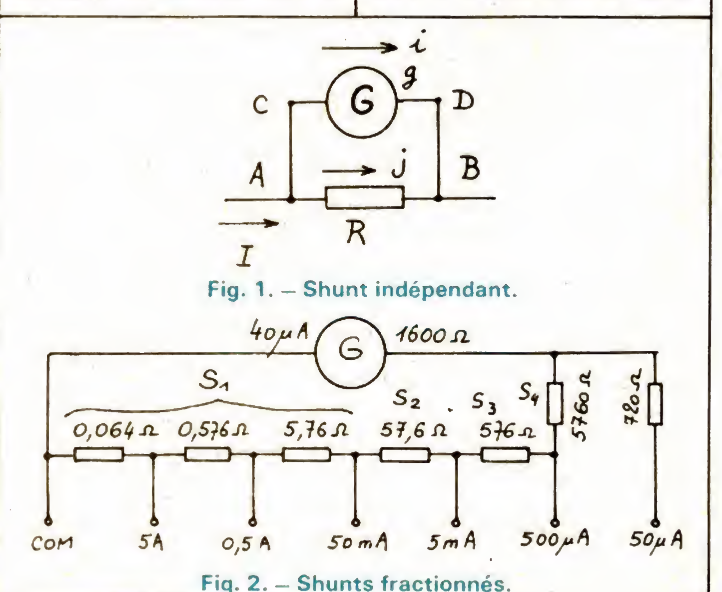


Fig. 1. – Shunt indépendant.

Fig. 2. – Shunts fractionnés.

avec le cadre portant sa résistance totale à :

1 600 + 576 + 5 760 = 7 936 Ω.

Les deux chaînes sont en parallèle l'une sur l'autre et présentent ainsi une résistance équivalente $R_{éq}$ telle que $1/R_{éq} = 1/64 + 1/7\,936$ d'où l'on tire $R_{éq} = 63{,}488$ Ω.

La chute de tension apportée par le système est alors de :

U = RI

– 63,488 × 5 . 10^{-3}

= 317,5 mV, soit cinq fois plus que ne le permettrait le galvanomètre monté selon la première méthode !

Nous avons vu que, malheureusement, cette solution, bien meilleure sur le plan électrique, présentait des inconvénients pratiques au niveau de la commutation des shunts indépendants. C'est évidemment pourquoi on la trouve assez rarement dans les contrôleurs universels. La solution de la figure 2 est beaucoup plus fiable et beaucoup plus économique !

A noter que si nous utilisons notre milliampèremètre 1 mA/23 Ω, convenablement shunté pour avoir une sensibilité égale à celle de l'exemple, nous aurions toujours nos 23 mV de chute maximum, soit 14 fois mieux que le 819 Centrad !!

III – Amélioration par amplification

Il existe bien sûr une autre possibilité permettant d'améliorer les performances d'un ampèremètre, c'est celle du montage d'un interface amplificateur.

Par exemple, il est parfaitement possible de reprendre notre adaptateur « voltmètre » et de nous en servir pour améliorer la fonction ampèremètre. Il suffira pour cela de monter des shunts extérieurs, de les faire traverser par le courant à mesurer, puis d'amplifier la tension développée aux bornes avant de l'envoyer dans le galvanomètre.

Pour rester dans les limites du raisonnable, nous pouvons ainsi nous fixer une chute de tension maximale admissible de 10 mV, ce qui améliore tout de même de 10 à 30 fois les performances du 819, puisque nous avons raisonné sur cet appareil en exemple. Au-delà, en augmentant l'amplification, nous risquons d'avoir des difficultés avec les inductions parasites, sans gros avantage en contrepartie.

La modification à l'adaptateur est minime. Voir figure 3. Elle se limite au montage d'une batterie de shunts, à la modification de la valeur de R_1, à la pose d'un inverseur Tensions/Intensités. (Se reporter au n° 1 694 de Juillet.)

On note l'utilisation de shunts fractionnés. Le courant à mesurer traverse le shunt choisi et y développe une tension appliquée à travers R_1 à l'entrée e– de l'ampli OP. Cette résistance passe sensiblement à 50 kΩ (utiliser l'entrée I de la figure 1, p. 53, n° 1 694) tandis que la résistance R_3 est supprimée, par INV_1 mettant l'entrée e+ directement à la masse, donc au point commun du pont de mesure.

Le gain de l'ampli OP est égal à R_2/R_1 soit à 1,5 MΩ/50 kΩ = – 30 ce qui donne une sensibilité 10 fois plus élevée que dans la gamme 0,1 V de l'adaptateur en voltmètre, soit de 10 mV à pleine échelle. Pour cela, il faudra placer le commutateur de gammes de l'adaptateur sur l'une des trois gammes 0,1 ou 1 ou 10 volts, sélectionnant la résistance R_2 de 1,5 MΩ.

La suppression de R_3 permet de corriger un décalage du 0 qui a tendance à apparaître avec cette élévation du gain.

On remarquera que nous avons utilisé la technique des shunts fractionnés, pourtant critiquée dans les lignes précédentes. Seulement ici, les shunts « inutiles » ne sont traversés que par le courant d'entrée de l'amplificateur. Or ce courant est au maximum de I = U/R = 10 mV/50 kΩ soit de 0,2 µA ! Ce courant ne peut donc développer dans les shunts « inutiles » qu'une tension de 0,2 × 11 = 2,2 µV, tension dérisoire que le galvanomètre est bien incapable de discerner, avec sa sensibilité réglée à 10 mV !

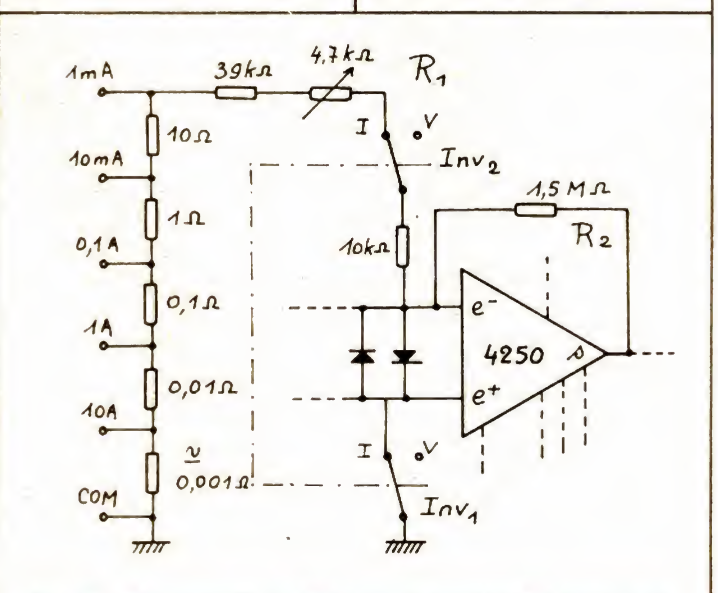


Fig. 3. – Adaptateur modifié pour la mesure des intensités.

Les deux premiers shunts sont à prendre dans la gamme 1 % commerciale : 10 Ω et 1 Ω. Ce sont des valeurs disponibles. Une puissance de 1/4 W est largement suffisante. Le shunt de 0,1 Ω se trouve déjà plus difficilement, surtout en précision de 1 %. Il est bien plus simple et économique de le fabriquer en fil de constantan de 4/10. Signalons que ce fil en alliage résistant a un coefficient de température très faible et qu'il se soude très bien à l'étain. (La maison Selectronic a ce genre de fil au catalogue, dans les diamètres préconisés). Le constantan de 4/10 mesure 3,8 Ω/m. Il en faut donc environ 2,7 cm pour avoir les 0,1 Ω désirés !

Le shunt de 0,01 Ω se fera aussi en constantan, mais de diamètre 10/10, faisant 0,8 Ω/m. Comme il n'en faudrait que 1,25 cm pour avoir la résistance voulue, il est préférable d'associer deux longueurs doubles en parallèle, soit deux morceaux de 2,5 cm environ.

Enfin, pour le shunt de 0,001 Ω, on utilisera tout simplement du fil de cuivre étamé de 10/10. Une longueur de 5 à 6 cm donne sensiblement la résistance désirée.

Le montage pratique se fait très facilement. Les bornes d'entrée de mesure des intensités peuvent être des douilles bananes de 2 mm, placées à 2 cm les unes des autres. Les shunts sont soudés directement entre les douilles. On emploiera un fer à souder bien chaud et de taille suffisante

pour que la soudure fonde parfaitement. On évitera ainsi les « collages » fréquents dans les réalisations des débutants... et parfois des autres !

On soudera définitivement les shunts de 10 et 1 Ω. Les autres shunts seront provisoirement soudés « trop longs » de manière à autoriser leur réglage : il est possible de raccourcir, mais pas de rallonger !

La résistance R_1 est constituée de la résistance de 10 kΩ se trouvant déjà sur le circuit imprimé et d'une partie supplémentaire en série amenant la valeur finale aux environs de 50 kΩ. On pourra incorporer une partie ajustable, de valeur relativement faible, 4,7 kΩ par exemple. Signalons qu'une résistance ajustable est toujours un élément apportant de la dérive en temps et en température.

Commencer par le calage du gain de l'amplificateur. Pour cela, faire passer un courant de 1 mA dans le calibre correspondant et amener le galvanomètre en fin d'échelle par le réglage de R_1. Bien sûr, pour cette opération, il faut un générateur stable, une résistance extérieure réglable et un autre ampèremètre permettant le réglage par comparaison. Si vous pouviez disposer d'un multimètre numérique pour ce faire, ce serait parfait, mais nullement indispensable. On peut également se servir du contrôleur même, à condition d'avoir un générateur très stable et surtout en tension suffisamment élevée pour que l'introduction du contrôleur en ampèremètre dans le circuit ne fasse pas baisser sensiblement l'intensité. En effet, dans ce cas, il faut d'abord se servir de l'appareil pour régler l'intensité passant dans le shunt exactement à 1 mA, puis le contrôleur est enlevé du circuit et branché à la sortie de l'adaptateur. Il reste alors à régler la déviation à pleine échelle.

Le gain de l'amplificateur étant ainsi réglé, il faut maintenant étalonner les shunts de constantan et de cuivre. On commencera par le shunt 10 A.

Faire passer dans ce calibre, une intensité de 10 A exactement réglée à l'aide d'un ampèremètre annexe de préférence. En principe, le shunt ayant été prévu trop long, la déviation du contrôleur de sortie doit être trop grande. Il faut donc réduire petit à petit la longueur du fil de cuivre jusqu'à amener l'aiguille exactement en fin d'échelle. A chaque retouche, attendre le refroidissement des soudures pour tirer une conclusion, car les jonctions peuvent créer des tensions parasites à température élevée.

Quand le calibre 10 A est réglé, passer au calibre suivant, 1 A, et procéder de la même manière. Terminer par le réglage du calibre 100 mA.

En principe, si le travail est bien fait, il n'y a pas de retouche à faire sur les calibres 10 et 1 mA. Bien sûr, on l'a compris, ce travail est assez long et un peu délicat. Il nécessite un bon générateur externe (mais une batterie 12 V de bonne capacité peut faire l'affaire) et surtout un second ampèremètre de comparaison aussi précis et exact que possible. Mais, si vous menez à bien ces manipulations, simples par ailleurs et très pédagogiques, vous aurez la satisfaction de posséder un montage vous permettant de mesurer de 1 mA, pleine échelle, à 10 A avec une chute de tension maximale de 10 mV, ce qui n'est pas très courant et vous libère presque totalement des inquiétudes quant aux perturbations apportées par cette mesure dans le circuit sous test !

IV L'ampèremètre parfait !

Pour en terminer sur la mesure des intensités continues, nous ne pouvons passer sous silence, les montages permettant de mesurer une intensité avec un système quasi parfait puisque ne provoquant qu'une chute de tension de l'ordre du Microvolt ! Malheureusement, comme nous le verrons, ces montages ne conviennent qu'à la mesure des intensités faibles, voire très faibles.

Le montage utilisé est très simple et utilise encore un amplificateur opérationnel. Cet ampli OP peut être un modèle quelconque, par exemple ce peut être le même LM 4 250, choisi pour réaliser l'adaptateur précédemment décrit.

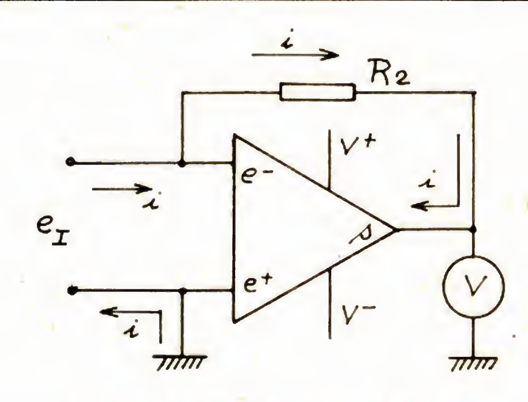


Fig. 4. – « L'amplificateur parfait ».

Voir figure 4. Le courant à mesurer passe apparemment de l'entrée e^- à l'entrée e^+ puisque ces deux entrées sont directement connectées aux bornes de mesure. On remarque donc la disparition de la résistance d'entrée R_1 du schéma précédent.

Pour bien comprendre le fonctionnement du montage, il faut connaître les deux principes de base des amplis OP :

– La tension entre les entrées e^- et e^+ d'un ampli OP peut être considérée comme nulle en fonctionnement normal.

– Le courant des entrées e^+ et e^- peut aussi être considéré comme nul. L'ampli OP idéal doit appliquer strictement ces deux principes ! L'ampli OP réel s'en approche d'autant plus près qu'il est meilleur. De toute façon, même si l'ampli n'est pas parfait, il faut, dans une première approche, appliquer ces deux lois pour « décortiquer » la question, quitte à apporter plus tard quelques retouches de détail, en fonction des anomalies constatées.

Ainsi, si l'on applique ces principes au schéma de la figure 4 :

– $U_{e-/e+} \simeq 0$, donc le passage du courant à mesurer entre les bornes d'entrée ne détermine aucune chute de tension parasite. Pratiquement, cette tension sera très faible, variant entre 1 mV et 1 µV selon le type et la qualité de l'ampli OP. L'ampèremètre ainsi constitué sera donc presque parfait, sans chute de tension interne décelable.

– $i_{e-} \simeq 0$ donc $i_{R2} = i$. L'intensité à mesurer passe

intégralement dans R_2 et y développe une tension $U = R_2 i$, mais comme le potentiel de e^- est égal à celui de e^+, ce dernier étant le potentiel de masse, il en est de même de celui de e^-. La tension U peut donc se mesurer entre S et masse, ce que fait le voltmètre de sortie dont l'indication est proportionnelle à i et qui peut ainsi être étalonné en conséquence. Voir le schéma complet du système en figure 5.

En faisant $R_2 = 3\,000\ \Omega$, un courant i de 100 μA développe une tension U à mesurer en S, de $3\,000 \times 100 \cdot 10^{-6} = 300$ mV. Pour changer de calibre, il suffit simplement de changer la valeur de R_2. Par exemple, en faisant $R_2 = 300\,000\ \Omega$, on disposera d'un calibre 100 fois plus sensible, donnant les 300 mV de sortie pour un courant d'entrée de 1 μA seulement.

Un tel montage permet de mesurer des intensités très faibles de l'ordre du nanoampère (nA) : Avec $R_2 = 3\ M\Omega$, les 300 mV s'obtiennent avec i = 100 nA ce qui permet de lire le nanoampère sur une échelle graduée de 0 à 100.

Mais le courant i doit bien repartir quelque part, après son passage dans R_2. Il ne le peut pas dans le voltmètre que nous supposons parfait ! Il faut donc, comme le montre la figure 4, que ce courant retourne à la masse à travers le circuit interne de sortie de l'ampli OP. On devine alors pourquoi ce système n'est utilisable que pour la mesure des courants faibles. Il est évidemment impossible de faire passer 10 A dans un ampli OP ! On ne pourra donc pas dépasser le milliampère avec des amplis classiques.

Pour ceux que la chose intéresse, nous donnons ci-dessous, un tableau contenant les valeurs à monter

Solution des exercices du mois dernier

Calcul des shunts à placer sur un galvanomètre de 50 μA/1 000 Ω pour avoir les calibres 100 mA, 1 A, 2 A, 5 A, 10 A

Dans un tel problème, pour lequel le même type de calcul doit être répété plusieurs fois, il est avantageux de traiter la question généralement afin de tirer une formule dans laquelle il suffira de reporter les données particulières à chaque cas. Voir figure 1. L'intensité à mesurer est I, celle passant dans le galvanomètre est i, celle passant dans le shunt est j. La résistance du galva est g, celle du shunt, donc l'inconnue du problème est R.

- La loi des courants dérivés permet d'écrire : $I = i + j$ ou $j = I - i$
- La loi d'Ohm appliquée entre A et B donne $g \times i = R \times j$ ou $R = gi/j$

donc $R = \dfrac{gi}{I - i}$

Il reste à remplacer les données par leur valeur :
$g = 1\,000\ \Omega$
$i = 50 \cdot 10^{-6}$ A
I valant respectivement 0,1, 1, 2, 5 et 10 A
On obtient :

$$R_1 = \frac{1\,000 \times 50 \cdot 10^{-6}}{0{,}1 - 50 \cdot 10^{-6}} \simeq 0{,}500\ \Omega \text{ pour le calibre 100 mA}$$

$$R_2 = \frac{1\,000 \times 50 \cdot 10^{-6}}{1 - 50 \cdot 10^{-6}} \simeq 0{,}050\ \Omega \text{ pour le calibre 1 A}$$

$$R_3 = \frac{1\,000 \times 50 \cdot 10^{-6}}{2 - 50 \cdot 10^{-6}} \simeq 0{,}025\ \Omega \text{ pour le calibre 2 A}$$

$$R_4 = \frac{1\,000 \times 50 \cdot 10^{-6}}{5 - 50 \cdot 10^{-6}} \simeq 0{,}010\ \Omega \text{ pour le calibre 5 A}$$

$$R_5 = \frac{1\,000 \times 50 \cdot 10^{-6}}{10 - 50 \cdot 10^{-6}} \simeq 0{,}005\ \Omega \text{ pour le calibre 10 A}$$

N.B. : On constate que i est de plus en plus négligeable devant I, ce qui permet de simplifier par approximation, la formule de calcul de R :

$$R \simeq \frac{gi}{I}$$

Autre exercice

Il s'agissait de terminer le calcul des shunts fractionnés permettant de transformer un galvanomètre de 40 μA/1 600 Ω en ampèremètre ayant les calibres 50 μA, 500 μA, 5 mA et 50 mA. Le texte du mois dernier nous avait donné le processus de calcul du shunt global S donnant la sensibilité de 50 A. Nous avions obtenu $S = 6\,400\ \Omega$. Nous avions aussi calculé la partie faible S_1 et obtenu $S_1 = 6{,}4\ \Omega$ donnant le calibre 50 mA. Restent à calculer les fractions S_2, S_3 et S_4. Voir figure 2.

Calcul de S_2

Cette partie forme avec S_1 le shunt des 5 mA ou 5 000 μA. Ce shunt est traversé alors par $5\,000 - 40 = 4\,960$ μA soit $4\,960/40 = 124$ fois plus que dans le cadre. Cette partie est donc 124 fois moins résistante et mesure une valeur telle que :

$r + S_3 + S_4 = 124\,(S_1 + S_2)$
$r + S - (S_1 + S_2) = 124\,(S_1 + S_2)$
$1\,600 + 6\,400 = 125\,(S_1 + S_2)$
$S_1 + S_2 = 8\,000 / 125 = 64\ \Omega$
et $S_2 = 64 - 6{,}4 = \mathbf{57{,}6}\ \Omega$

Calcul de S_3

Un raisonnement identique permet d'écrire l'équation :
$r + S_4 = 11{,}5\,(S_1 + S_2 + S_3)$
$r + S - (S_1 + S_2 + S_3)$
$= 11{,}5\,(S_1 + S_2 + S_3)$
on tire $S_1 + S_2 + S_3$
$= 8\,000 / 12{,}5 = 640\ \Omega$
d'où $S_3 = 640 - 64 = \mathbf{576}\ \Omega$

Calcul de S_4

Cette dernière valeur s'obtient par différence :
$S_4 = 6\,400 - (6{,}4 + 57{,}6 + 576) = \mathbf{5\,760}\ \Omega$

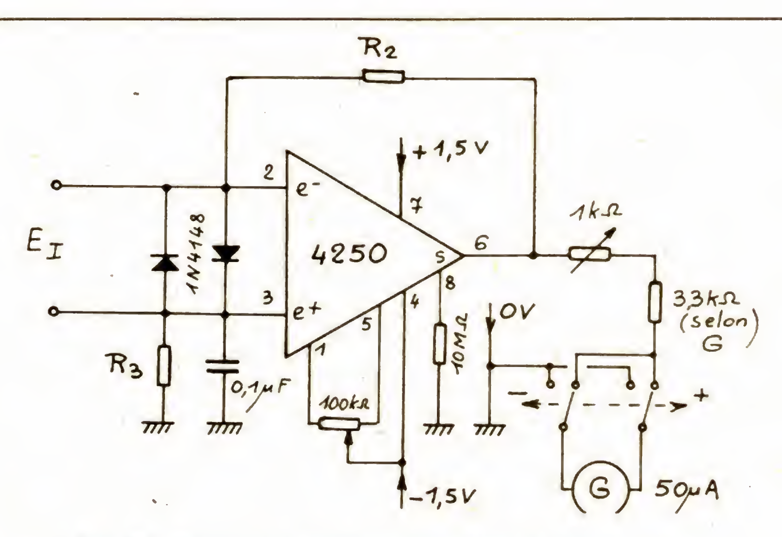


Fig. 5. – Schéma complet du mano-ampèremètre.

Calibre	R_2	R_3
100 nA	1,5 MΩ	1,5 MΩ
500 nA	300 kΩ	300 kΩ
1 µA	300 kΩ	0
5 µA	60 kΩ	0
10 µA	30 kΩ	0
50 µA	6 kΩ	0
100 µA	3 kΩ	0

Valeurs à monter en figure 5.

en R_2 et R_3 de la figure 5 pour fabriquer un « nano-ampèremètre » à 7 calibres, mesurant de 100 nA pleine échelle, à 100 µA.

Pour les courants les plus forts, l'entrée e+ est reliée directement à la masse avec R_3 = 0. Pour les calibres sensibles, on a R_3 = R_2 afin de réduire le décalage du 0 par courant parasite d'entrée de l'ampli OP. (Eh oui ! c'est le moment d'y songer !)

Dans le schéma donné, l'ampli reste un LM 4 250, monté pratiquement comme dans l'adaptateur voltmètre. On notera simplement que la dernière gamme est de 100 µA alors que la première de l'adaptateur décrit plus avant dans cet article, est de 1 mA. Les deux montages se recoupent donc parfaitement. Est-ce une coïncidence ?

Attention à l'usage ! Si vous appliquez quelques volts « musclés » à l'entrée de ce dernier montage... les diodes de protection claqueront... l'ampli OP aussi, il vous restera les résistances et ce sera une consolation !

F. THOBOIS

Bloc-notes

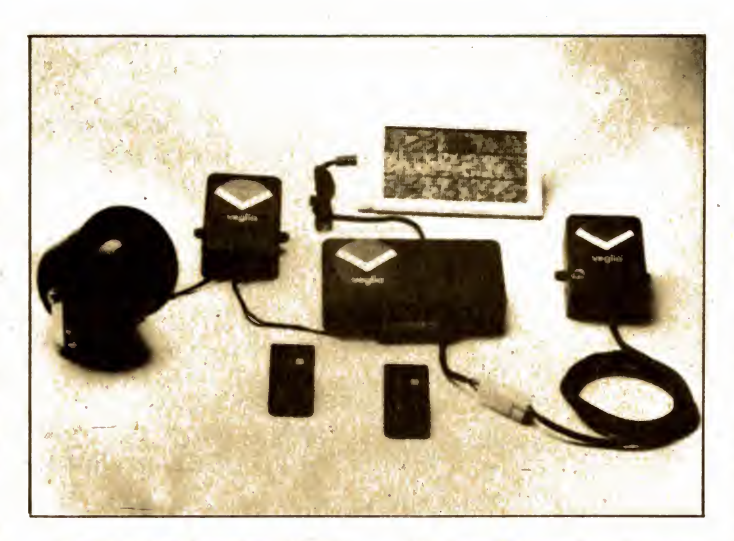
UNE ALARME PARLANTE CHEZ VEGLIA

La société Veglia présente cette année au Salon Equip'Auto, en première mondiale, une alarme pour voiture supersophistiquée :

Grâce à un détecteur hyperfréquence radar, la surveillance de l'habitacle et de son contenu est assurée en permanence.

Le déclenchement et l'arrêt du système sont commandés à distance (jusqu'à 20 mètres) par un émetteur codé de la taille d'une boîte d'allumettes. La réception de l'ordre par le véhicule est indiquée par l'éclairage des feux de croisement.

Une fois branché, insensible aux courants d'air, le système peut surveiller un véhicule même s'il est décapoté, toit ou glaces ouverts.



De plus, son faisceau de détection n'étant intercepté que par des surfaces métalliques, il est facilement dissimulable.

En cas d'agression, il donne l'alerte, tout comme le ferait un passant, en hurlant : **« Au voleur ».**

Effet de surprise assuré, renforcé par un avertisseur auto-alimenté.

Le système Veglia allie la parole au soleil.

En effet, la consommation électrique du système en veille est compensée, sous éclairage normal, par l'énergie apportée par un **capteur solaire.**

Celui-ci, fixé sur l'un des pare-soleil, de la taille d'un livre de poche, délivre 12 V et 65 mA.

Pour un maximum d'efficacité, le système peut être complété par un module anti-soulèvement, la coupure de l'allumage ou de l'arrivée d'essence, la télécommande centralisée du verrouillage des portières et de la fermeture des glaces.

Un système de sécurité pour radiocommande :

LE SECURITEF

IL y a déjà un certain temps, nous décrivions dans les colonnes de cette revue, un système de sécurité GAZ, permettant de mettre le moteur au ralenti dès que la liaison radio entre le pilote et son modèle était interrompue. Ce montage très simple donnait toute satisfaction dans la limite de ses possibilités mais ne réagissait pas en face d'un brouillage ou d'une baisse de la tension batterie. Il présentait aussi l'inconvénient d'exiger du récepteur-radio, et surtout de son décodeur, un maintien des sorties de voies à 0, en absence d'émission. Il ne convenait donc pas aux décodeurs à NE5045 ou autres modèles agitant les servos sous l'effet du souffle du démodulateur AM ou FM.

Nous avons donc étudié un autre montage plus performant, donnant une protection plus efficace. C'est le SECURITEF. Ce système plus sophistiqué comprend en réalité deux parties : Le SECURITEF/Gaz et le complément SECURITEF/4 voies.

• **Le SECURITEF/Gaz** a pour mission de faire passer le moteur au ralenti dans les cas suivants :

– **Perte de liaison**, soit par panne de l'émetteur ou du récepteur, soit simplement parce que le modèle est à une distance excessive.

– **Baisse de la tension batterie.** Si la tension batterie tombe en dessous d'une valeur seuil préréglée, le SECURITEF entre en action. Toutefois, dans ce cas, une voie auxiliaire est affectée au contrôle de cette fonction et permet au pilote, averti du danger, de « remettre les gaz » pour retrouver toute sa facilité d'évolution et ainsi de revenir au sol, au point voulu, le plus rapidement possible.

– **Brouillage.** Dès que le signal reçu est brouillé, le SECURITEF passe au ralenti. La détection du brouillage se fait par analyse continue du signal de synchro issu du décodeur. Ce signal est normalement un créneau positif de 8 ms environ. Toute perturbation du signal tronque ce créneau et le fait donc passer en dessous d'un seuil de détection d'erreur. Le SECURITEF passe alors en sécurité pendant une seconde environ. Si la perturbation a cessé, le système repasse en « normal », sinon il reste en gaz au ralenti. Bien sûr, cette fonction du SECURITEF ne peut valablement s'exploiter que si le signal de synchro est disponible en sortie du décodeur. C'est le cas de tous les récepteurs que nous avons décrits, ces dernières années. En effet, nous avons utilisé un registre à décalage du type 4015, à 8 bits, sortant donc en principe 8 voies. Comme les émetteurs n'en transmettent que 7, la huitième est précisément le précieux signal dont nous venons de parler. Par contre, les possesseurs de récepteurs d'une autre technologie auront des problèmes. A signaler cependant une possibilité de montage en remplaçant la voie de synchro par une voie auxiliaire bloquée au maximum de sa durée, avec seuil de détection d'erreur calé juste en dessous de cette valeur. Hélas, la sécurité est moins bonne.

Les réalisateurs voulant tout de même adopter le SECURITEF dans ces conditions auront avantage à nous contacter pour plus de détails sur cette modification.

• **Le SECURITEF/4 voies.** C'est un complément embrochable sur le montage précédent et permettant de sécuriser quatre voies supplémentaires, donc 5 voies en tout. En cas d'anomalie ces voies passent sur des positions préréglées par le pilote. A noter cependant que ces voies ne sont pas concernées par la baisse de la tension batterie qui n'agit que sur les gaz. Ainsi le pilote garde, au moment d'un tel passage en sécu-

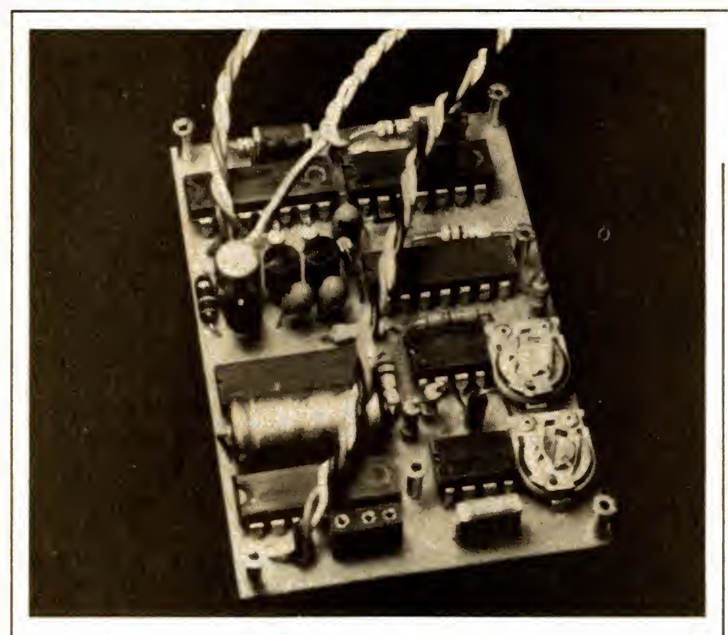


Photo A. – Le SECURITEF-Gaz.

rité qui a pour but de le prévenir de l'urgence d'un retour au sol, la maîtrise de son modèle puisque les voies essentielles ne sont pas bloquées. Une action rapide sur la voie auxiliaire de contrôle et les gaz sont à nouveau disponibles pour l'atterrissage.

Mais nous allons maintenant entrer dans le vif du sujet en faisant, d'une part, l'étude théorique du SECURITEF et, d'autre part, en décrivant sa réalisation.

A – SECURITEF/ GAZ

I – Etude théorique

Le principe est semblable à celui du CONTROGAZ. Il s'agit simplement de réaliser une commutation automatique des entrées « e gaz » normale et « sécurité gaz » vers une sortie « S_{Gaz} » reliée au servomécanisme de gaz. Voir la figure 1.

Le signal normal « e gaz » provient du récepteur tandis que le signal « sécurité gaz » est généré dans le SECURITEF par le circuit intégré ICL7555. Ce timer C.MOS donne un créneau négatif de grande stabilité tant en regard de la tension batterie qu'en regard de la température. La durée exacte du créneau est ajustée par AJ_G entre 0,8 ms et 2,5 ms. Le commutateur est réalisé avec les portes N_1 à N_4 d'un 4001. Le signal de commutation est F issu du système.

– Si F = 1 (soit $\overline{F}$ = 0) c'est le signal « sécurité gaz » qui sort en S_G.

– Si F = 0 (soit $\overline{F}$ = 1) c'est au contraire le signal normal « e gaz ».

Tout le reste du montage sert à l'élaboration du signal F de commutation ! Voyons donc quels sont les facteurs intervenant sur la nature de ce signal.

● Le circuit intégré spécial, ICL8211, teste la tension de la batterie. L'ajustable AJ_B permet de régler le seuil de déclenchement lors de la baisse de la tension. La résistance de 820 kΩ confère au détecteur une hystérésis, donnant un basculement très franc, sans oscillations. Lorsque la tension batterie tombe en dessous du seuil, le point B passe à 0 et à travers N_5, $\overline{B}$ passe à 1. Dans ces conditions, N_6 est active et fournit en sortie E = $\overline{A}$. Or A est fourni par le détecteur de durée de T_{AUX} réalisé avec les portes N_{17} à N_{20}. Le monostable N_{18} N_{20} déclenché par T_{AUX} délivre un créneau de 1,5 ms.

– si T_{AUX} > 1,5 ms, une impulsion différence positive sort de N_{19} et rend T_2 conducteur ce qui amène A

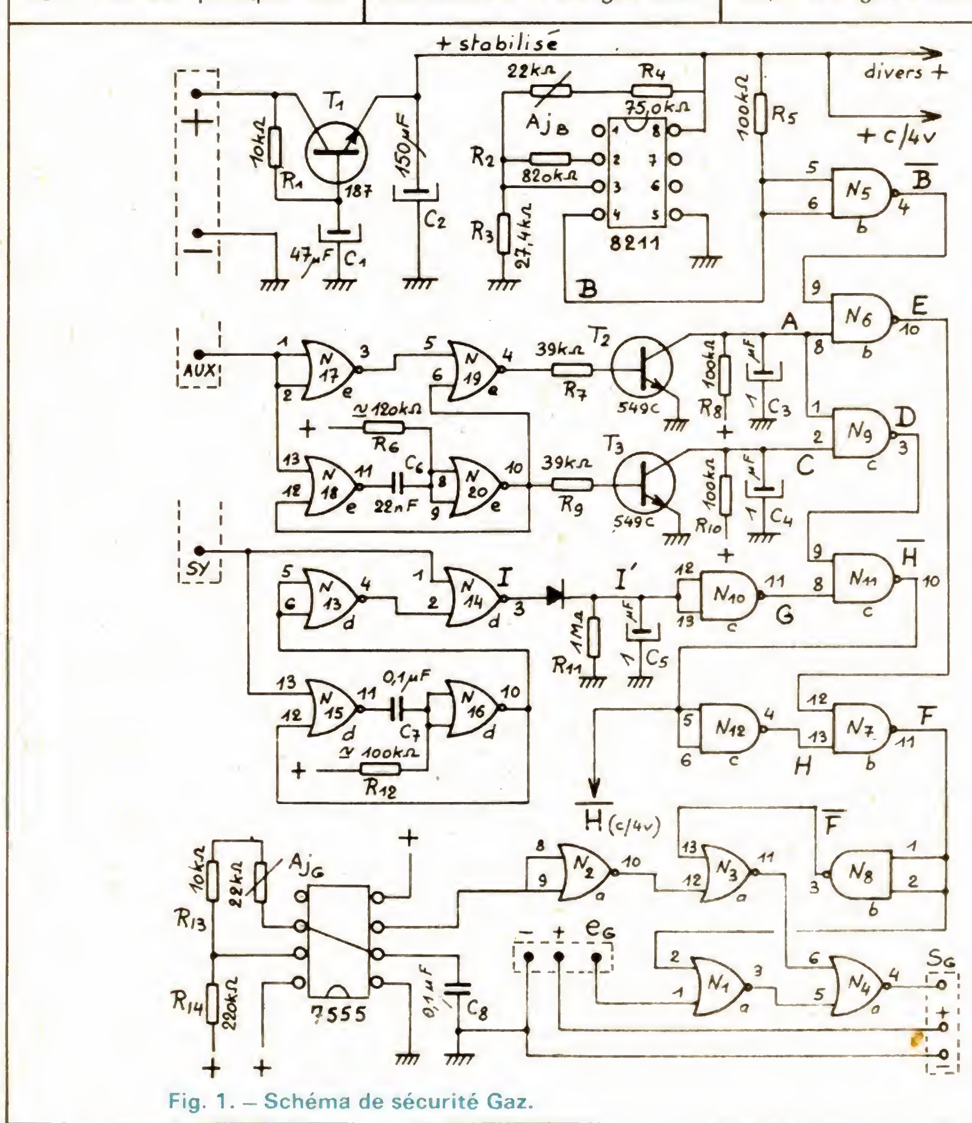


Fig. 1. – Schéma de sécurité Gaz.

= 0, donc E = $\overline{A}$ = 1 (gaz normaux),

– si T_{AUX} < 1,5 ms rien ne sort de N_{19} et T_1 bloqué donne A = 1 et E = $\overline{A}$ = 0 (passage en sécurité).

● Le circuit des quatre portes N_{13} à N_{16} est chargé de détecter une anomalie dans la durée du signal de synchro issu du décodeur. On sait que ce signal est normalement de l'ordre de 8 ms, mais toute anomalie de transmission, provoquée par un brouillage ou un décalage des voies, va raccourcir ce créneau.

– si T_{SY} > 6 ms, tout est correct, rien ne sort de N_{14}, I = 0 et I' = 0, soit G = 1,

– si T_{SY} < 6 ms, il apparaît des tops de défauts en I, ce qui fait passer I' à 1 et G à 0.

Les différents éléments du montage ayant leur action précisée, voyons le fonctionnement d'ensemble, tout d'abord quand tout est normal :

● La batterie a une tension suffisante : $\overline{B}$ = 0 d'où E = 1.

● Le signal est bien reçu : il y a des tops en N_{20}, ce qui fait conduire T_3 d'où C = 0.

● Pas de brouillage : I = 0 et G = 1. Comme C = 0, N_9 donne D = 1 lequel combiné avec G = 1 dans N_{11} donne $\overline{H}$ = 0 soit H = 1, ce dernier combiné avec E = 1 dans N_7 donne finalement F = 0.

Nous avons vu que cela faisait sortir le signal normal de gaz ! Voyons maintenant la réaction du système aux anomalies.

a) Batterie normale Panne de liaison

Rien en T_{AUX}, rien en sortie de N_{20}, d'où T_3 bloqué et C = 1. Rien non plus en sortie de N_{19}, d'où blocage de T_2 et A = 1. Ces deux signaux combinés dans N_9, donnent D = 0 d'où $\overline{H}$ = 1 et H = 0, ce qui force F à 1 et provoque le passage en « sécurité gaz ».

b) Emission normale Baisse de la batterie

La baisse de la batterie provoque $\overline{B}$ = 1.

● Si T_{AUX} < 1,5 ms, on a A = 1 (voir plus haut) donnant avec $\overline{B}$ dans N_6 E = 0 d'où F = 1 et passage en sécurité gaz.

● Si maintenant on ramène T_{AUX} à plus de 1,5 ms, A revient à 0 d'où retour de E à 1 et de F à 0 redonnant la sortie Gaz normale, si tout est correct par ailleurs.

c) Cas du brouillage

Un brouillage léger ne fait que perturber légèrement les temps de voies, donnant des frétillements des servos autour de leurs positions. Cet état, bien que fâcheux et désagréable, est sans danger pour le modèle qui reste contrôlable. A dire vrai, souvent le pilote ne se rend pas bien compte de ces perturbations légères. Le SECURITEF ne va pas réagir dans ce cas.

Par contre, dès que le brouillage gagne en intensité, les effets deviennent de plus en plus violents, les temps de voies sont fortement perturbés, les servos font de violents mouvements, allant en butée. Dans certains cas, le récepteur se bloque complètement et plus rien n'en sort ! Le SECURITEF rentre alors en action ! Avec un brouillage violent, le temps de synchro est fortement perturbé : il est entrecoupé d'impulsions parasites et de ce fait descend en dessous de la limite admissible et fixée à 6 ms. A chaque fois que cela se produit, un top de défaut apparaît en sortie de N_{14} et C_5 se charge donnant I' = 1 et G = 0. La charge est suffisante pour maintenir cet état au moins une seconde. Si G = 0 on a $\overline{H}$ = 1 et H = 0 soit F = 1 et la sortie passe en sécurité gaz !

d) Cas du décalage des voies

C'est la panne typique des codeurs et décodeurs

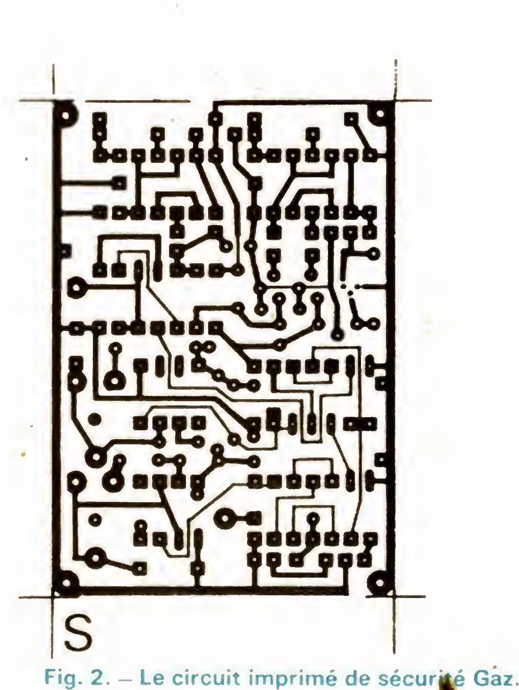



Fig. 2. – Le circuit imprimé de sécurité Gaz.

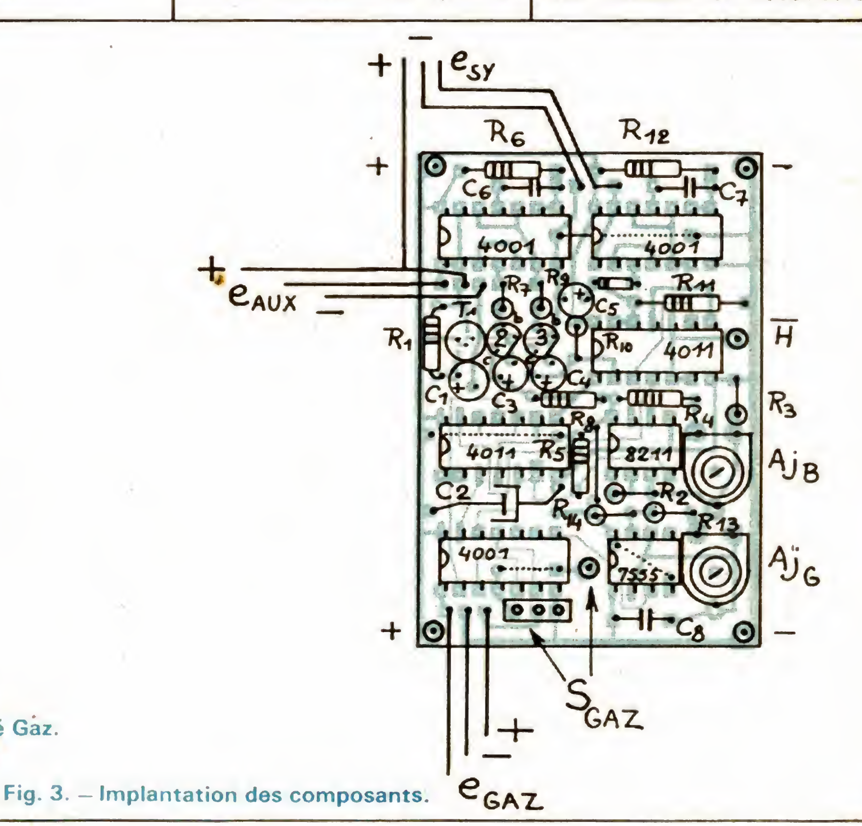


Fig. 3. – Implantation des composants.



Photo B. – Le SECURITEF complet, prêt à entrer en action.

de nos ensembles. A ce moment, le temps de synchro apparaît sur une sortie quelconque et donc pas là où il doit être. On revient ainsi au cas **c)** car la voie qui arrive alors sur T_{SY} est notablement inférieure à 6 ms, d'où passage en sécurité !

II – Réalisation

1. Le circuit imprimé.

Voir figure 2. C'est un simple face de **8/10** en époxy. Attention, cette épaisseur est nécessaire si vous voulez que le SECURITEF complet entre bien dans la boîte plastique prévue. Etamage des pistes et perçage général à 8/10. Agrandir à 13/10 les trous des douilles Comatel et à 12/10 ceux des VA05H. Signalons que les douilles ne sont nécessaires que si vous envisagez d'ajouter la partie complémentaire 4 voies. Ne pas oublier les trous de 25/10 au centre des VA05H, afin de permettre les réglages par le dessous de la platine.

2. Liste des composants.

1 ICM 8211CPA
1 ICM 7555IPA
3 4001
2 4011
2 BC 549C
1 AC 187
1 1N 4148
Résistances 1/4 W 5 %
2 10 kΩ
2 39 kΩ
4 100 kΩ
1 120 kΩ
1 220 kΩ
1 820 kΩ
1 1 MΩ
1 27,4 kΩ 1 %
1 75 kΩ 1 %
2 VA05H 22 kΩ
6 douilles Comatel réf. 23 00 032
1 connecteur SLM 3 br. femelles
3 câbles SLM avec fiches mâles 3 br. surmoulées
1 circuit imprimé
1 boîte SLM réf. PT309
Condensateurs
1 22 nF MKH
2 0,1 μF MKH
3 1 μF perle tantale
1 47 μF perle tantale 6,3 V
1 150 μF ch/6,3 V.

3. Pose des composants

Se référer à la figure 3. Commencer par sertir les douilles Comatel, puis les souder bien d'aplomb. Placer tous les straps en petit fil isolé. Monter tous les composants passifs puis les transistors et la diode. Le AC 187 doit être enfoncé au maximum, le bas du corps appuyant sur l'époxy. Les fils sont rabattus et soudés. De préférence, faire des soudures de sécurité pour tous les composants : replier les fils à l'équerre côté cuivre, couper pour garder 1 à 2 mm et souder bien à plat. Monter les résistances ajustables et le connecteur SLM.

Il vous reste à mettre en place les circuits C.MOS. Pour un maximum de fiabilité du système, les supports sont déconseillés. Il faut donc souder les circuits intégrés avec les précautions d'usage : échauffement limité et usage d'un fer basse tension ou débranché du secteur au moment de la soudure.

Monter maintenant les trois câbles SLM en s'arrangeant pour que les longueurs hors boîtiers soient égales. Noter que les fils + des cordons SY et AUX sont soudés ensemble sur le CI, et alimentent le SECURITEF en 5 V. Cette double liaison augmente la sécurité et réduit le risque de panne par rupture de fil. On aura remarqué, dans le schéma général, la présence d'un circuit de stabilisation de l'alimentation. Ce circuit est indispensable pour éviter les réactions parasites.

Le tout terminé, poncer légèrement les soudures et faire un bon nettoyage à l'acétone.

4. Mise en service et réglages

Une minutieuse vérification s'impose. Cela fait, raccorder le SECURITEF aux sorties convenables d'un récepteur en ordre de marche. Il faut bien sûr la voie Gaz, mais aussi une voie auxiliaire qui sera mobilisée pour la fonction « débrayage » de la sécurité et une voie sortant l'impulsion de synchro. C'est pour cette dernière qu'il risque d'y avoir des problèmes. En effet, tous les récepteurs ne délivrent pas ce signal. Par contre, les récepteurs conçus par l'auteur et utilisant un 4015 dans le décodage, ont 8 voies sorties et il n'y a pas de problème, puisque l'émission se fait en 7 voies et que la huitième du décodeur est précisément celle qui délivre l'information « synchro ». Si ce n'est pas le cas de votre récepteur, c'est bien gênant ! Une solution consiste à supprimer la dernière voie dans l'émetteur. Dans ces conditions, la dernière du décodeur sera la synchro. Ainsi, si votre ensemble est à 7 voies émises et 7 voies décodées, il suffit d'émettre en 6 voies pour faire apparaître la synchro sur la 7e voie du récepteur. Si cela n'est pas possible, il reste un dernier recours. Modifier le SECURITEF en calant le monostable de détection de brouillage, non plus sur 6 ms, mais sur 1,9 ms (si vos voies ont un maximum de 2 ms). Vous reliez alors l'entrée SY à la sortie d'une voie auxiliaire inutile réglée à demeure sur 2 ms. (A ne pas toucher en vol, évidemment !) Toute anomalie perturbera ce temps de voie et déclenchera le SECURITEF. Mais, disons-le tout net, c'est un pis-aller, risquant de ne pas donner entière satisfaction.

Mais revenons à nos essais. Les trois prises sont donc branchées. Branchons également le servomécanisme de gaz en S_G. Mettons le récepteur seul sous tension et donc aussi le SECURITEF. Le servo de gaz doit immédiatement se positionner et vous pouvez

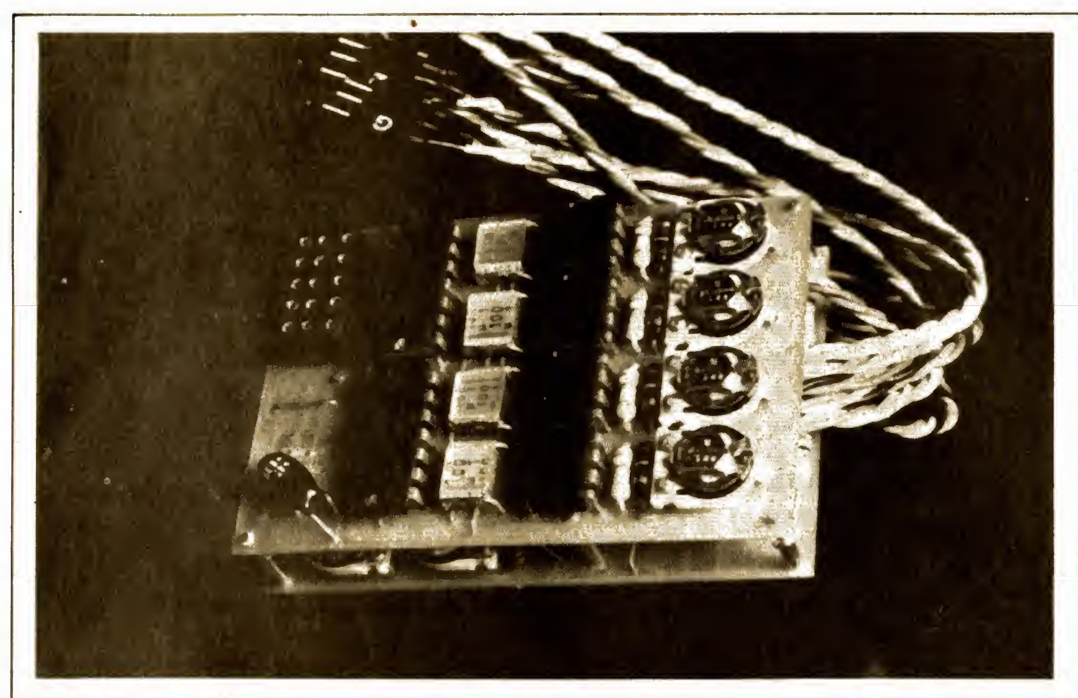


Photo C. – La partie SECURITEF/4 voies est embrochée sur la base SECURITEF/Gaz.

agir sur cette position par AJ_G.

Allumer l'émetteur, le servo de gaz réagit normalement à la commande du manche. En principe tout va bien ! Il reste à vérifier les calages des monostables. Si vous possédez l'impulsiomètre décrit dans le n° 1694, c'est un jeu d'enfant : le mettre en « impulsions positives » et le brancher entre la sortie de N_{20} et la masse : vous devez lire 1 500 µs ± 10 %. Sinon il faut retoucher la valeur de la résistance R_6. (La diminuer si vous trouvez trop et inversement).

Brancher maintenant en sortie de N_{16} et lire 6 000 µs ± 10 %. Ajuster R_{12} le cas échéant.

Le calage précis de AJ_B nécessite pour le bien une alimentation à tension variable. On réglera cette ajustable pour que le SECURITEF déclenche quand la tension tombe en dessous de 4,6 V, la voie AUX étant à moins de 1,5 ms.

Lorsque la tension est insuffisante (inférieure à 4,6 V), le SECURITEF peut être « débrayé » par la voie AUX, le vérifier.

Le test de brouillage est un peu plus difficile à faire,

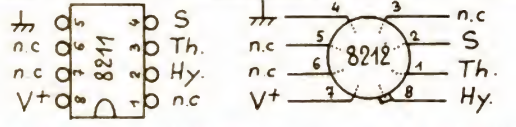


Fig. 4. – Attention à la différence de brochage entre 8211 et 8212. Ici, vue du dessus.

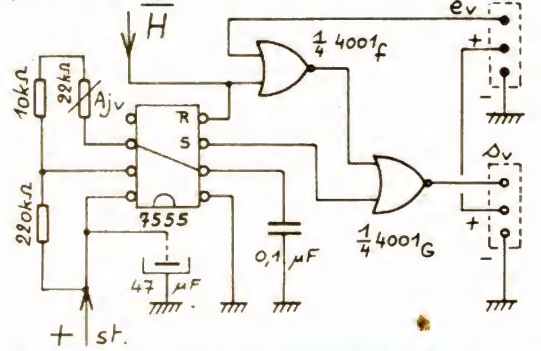


Fig. 5. – Schéma du complément SECURITEF (1 voie dessinée sur 4).

car il faut disposer d'un brouilleur. Ce sera soit un émetteur travaillant sur la même fréquence (solution la plus simple) soit un générateur HF amené à égalité de fréquence. Pour juger de l'efficacité, brancher un autre servo sur une voie non protégée et constater que, quand ce deuxième servo fait des mouvements erratiques l'amenant en butée, le servo de gaz reste sagement au calage prévu.

NB. Le kit du SECURITEF fourni par la maison Selectronic comporte un magnifique circuit imprimé, double face en 8/10, à trous métallisés. Il devient donc inutile de disposer les straps de liaison, ceux-ci faisant partie du tracé recto. D'autre part, le 8211 est remplacé par un ICL 8212, en boîtier rond, TO 99. Ce circuit est identique au 8211 à ceci près que la sortie a la polarité contraire et qu'il existe une petite différence de brochage. La figure 4 donne les indications à ce sujet. Le CI de la figure 2 de cet article est dessiné pour un 8211 et doit être adapté pour le 8212. Le CI de Selectronic est prévu au contraire pour le 8212 sans AUCUNE modification. **Il ne faut pas l'utiliser avec le 8211.** Comme la sortie du 8212 est inversée, la porte N_5, justement inverseuse, doit être supprimée. De ce fait les picots 5 et 6 sont à relier directement au picot 9, la liaison entre 4 et 9 devant être sectionnée, ceci avec le CI de la figure 2. La même remarque est valable pour le CI du complément 4 voies que nous allons décrire. Il s'agit aussi d'un modèle double face à trous métallisés, avec suppression totale de tous les straps recto. A signaler l'augmentation très grande de la fiabilité apportée par de tels circuits, car les soudures des composants se font à la fois au recto, au verso et dans l'épaisseur de la plaquette. Il s'agit donc de très bonnes soudures résistant parfaitement aux vibrations.

B – SECURITEF Complément 4 voies

La partie complémentaire du SECURITEF est destinée à positionner quatre voies supplémentaires sur des positions préréglées afin de mettre, ou du moins d'essayer de mettre, l'avion en vol libre avec gouvernes au neutre. Si l'avion est lent et d'un type assez stable, le risque peut être sérieusement diminué. C'est aussi un premier pas vers un vol automatique avec contrôle de la position de la cellule par système inertiel, gyroscopique ou pendulaire.

I – Le schéma

On se reportera à la figure 5 brillant par son dépouillement ! En fait, nous n'y voyons que l'une des

quatre parties identiques du montage complet. Le complément 4 voies est activé par le signal H de la partie SECURITEF/Gaz. On se rappelle peut-être que ce signal dépend de la présence ou de l'absence de réception, qu'il dépend aussi de la réception correcte du signal de synchro, mais qu'il ne dépend pas de la tension batterie. On devine donc que cette seconde partie ne passera en sécurité qu'en cas de perte de liaison, de décalage des voies ou de brouillage. Dans ces trois cas, le signal $\overline{H}$ passe à 1. $\overline{H}$, étant relié aux entrées de remise à 0 des 7555, va à ce moment-là les débloquer d'où génération du signal de sécurité de voie. En même temps, la porte 4001_f est bloquée ne laissant plus passer le signal normal de voie, et rendant passante la porte 4001_G au signal sécurité qui sort en S_V.

Au contraire, lorsque tout va bien, on a $\overline{H} = 0$, ce qui bloque le 7555, d'où sortie normale du signal de voie en S_V. Comme on le voit, c'est très simple ! Bien sûr, si la batterie baisse en dessous de 4,6 V, cette partie n'est pas influencée et les voies normales continuent à passer, permettant de conserver, pendant cette période, le contrôle de l'avion.

II – La réalisation

1. Le circuit imprimé

Voir figure 6.A faire en époxy simple face de **8/10**. Perçages à 8/10. Agrandir à 10/10 les trous des picots de raccordement, à 12/10 les trous des ajustables et les trous du bloc de connecteurs (suivant modèle fourni).

2. Liste des composants

4 ICM 7555IPA
2 4001
4 VA 05H de 22 kΩ
4 10 kΩ 1/4 W 5 %
4 220 kΩ 1/4 W 5 %
1 circuit imprimé
4 0,1 µF MKH
1 47 µF perle tantale/6,3 V
6 picots MFOM de 10/10 (Réf. DM65)
1 bloc de connecteurs 5 × 3 br.
4 cordons SLM avec fiches mâles surmoulées

3. Pose des composants (fig. 7)

Commencer par les picots MFOM. Le mieux est de se servir de la base SECURITEF. Enfoncer les parties longues des picots, bien à fond dans les douilles Comatel. Placer le circuit imprimé complémentaire sur les picots en l'enfonçant jusqu'au décolletage d'arrêt. Souder les picots, les CI en position. Enlever ensuite délicatement, en tirant progressivement. Si vous vous y prenez brutalement, vous risquez de tordre les picots et de déformer les douilles.

Placer ensuite le bloc de connecteurs. Souder les picots avec soin. Mettre en place tous les straps en fil isolé fin. Bien les dresser. Monter les VA 05H, bien enfoncées. (Les modèles fournis par Selectronic sont spéciaux, avec hauteur réduite.) Souder les résistances puis les condensateurs MKH, dont il faut plier les fils à l'équerre pour placer le corps parallèle à la plaquette. Prévoir éventuellement un isolant entre ces condensateurs et les straps.

Souder les deux C.MOS avec les précautions d'usage, et après avoir vérifié la pose préalable des deux straps qui se trouveront dessous.

En principe un seul 47 µF suffit. Le souder à plat sur le CI. Côté cuivre, il faut maintenant souder les cordons de liaison. Avant ce travail, poncer les soudures et nettoyer à l'acétone. Préparer les extrémités des fils (heureux, les possesseurs d'une pince à dénuder Stripax !). Les dénuder, torsader les brins avec soin et étamer très légèrement. Engager l'extrémité préparée dans le trou, en laissant 0,5 mm côté cuivre. Souder proprement avec un fer pointu. Attention ce n'est pas le moment de saboter le travail et d'apporter, avec le SECURITEF, des risques sup-

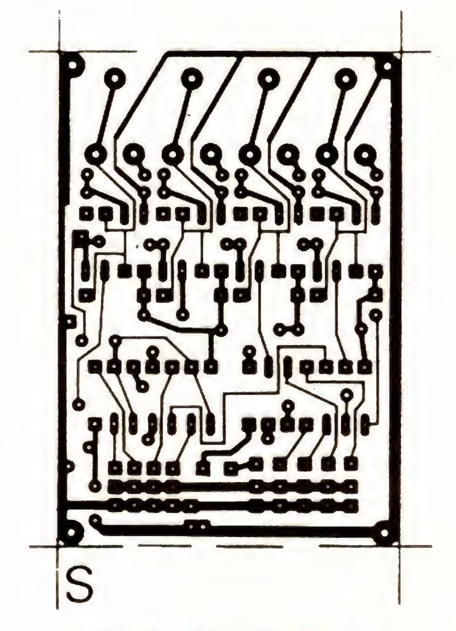


Fig. 6. – Circuit imprimé.

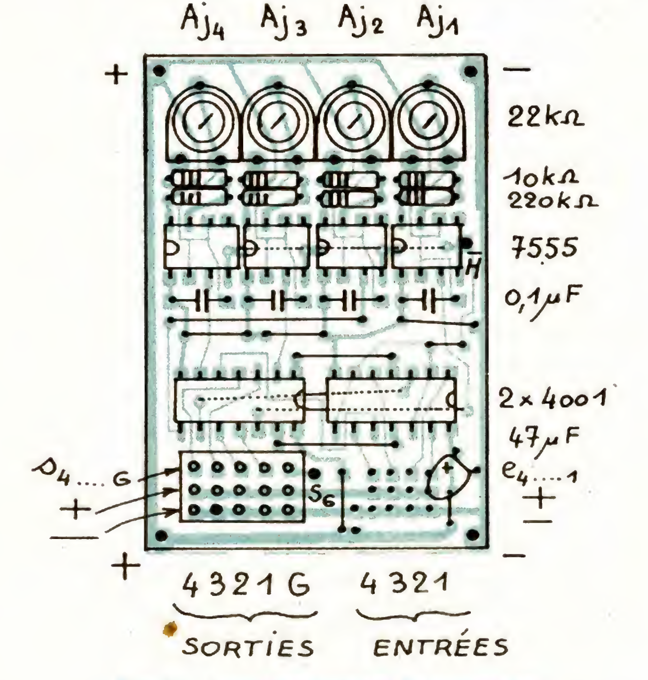


Fig. 7. – Implantation des composants.

plémentaires de malfaçon ! Souder ainsi tous les fils. Notons que les câbles doivent se diriger vers le haut, côté des VA 05H.

4. Mise en service

Bien vérifier puis embrocher sur la partie SECURITEF/Gaz. Connecter toutes les prises sur les sorties du récepteur. Brancher les servos sur le bloc de connecteurs. On notera que la prise de servogaz est automatiquement reportée sur ce bloc de connecteurs. Mettre le récepteur seul sous-tension et constater que tous les servos se positionnent sur des valeurs ajustables par chacune des VA 05H. En principe, les amener au neutre. Le servogaz conserve sa position ajustée au chapitre précédent. Notons que les ajustables AJ_G et AJ_B sont accessibles par le dessous de la platine principale.

5. Mise en boîte

L'ensemble des deux platines rentre juste dans le boîtier SLM prévu (PT309). Bien sûr, il faut découper l'orifice des connecteurs et percer les trous d'accès aux réglages. Mettre une épaisseur de mousse fine dessous et dessus le bloc électronique. Les fils sortent à la partie supérieure par un trou oblong ménagé pour moitié dans chacune des parties du boîtier. Ces deux parties sont solidarisées par des bandes de chatterton plastique. Un Scotchcal disponible commercialement peut enjoliver le boîtier.

6. En vol

Nous vous souhaitons bien sincèrement ne jamais constater en l'air la présence du SECURITEF. Pourtant, il sera bon de faire quelques réglages de position des gouvernes au moment du passage en sécurité. Les gaz, en principe au ralenti, mais on peut aussi prévoir un régime juste suffisant pour conserver l'altitude. La profondeur à régler, en léger cabré pour récupérer un avion ayant tendance à descendre au moment de la mise en sécurité. Les autres gouvernes, au neutre. Dans l'idéal, il faudrait un système assurant la remise à plat des deux ailes. On peut peut-être faire cela simplement avec un système pendulaire, sur des avions relativement lents. Il y a une expérimentation à faire de ce côté et nous avons des projets dans cette direction. Pour cela, le pendule agirait sur le potentiomètre de sécurité de la voie ailerons et corrigerait toute inclinaison de la cellule.

F. THOBOIS

Bloc-notes

LA CHAINE HIFI THOMSON TS 47

Cette chaîne dont tous les éléments sont fabriqués en France comprend :
un amplificateur PA 4047T – un tuner TS 3147T – une platine cassette DK 747T – une table de lecture TL 113T – deux enceintes acoustiques EA 406T.



L'amplificateur PA 4047T

– Puissance nominale de sortie de 2 × 40 W/8 Ω selon NF C97420.
– Indicateur de niveaux de sortie constitué par 2 rampes de diodes.
– Branchements possibles : platine TD, radio, 2 magnétophones, 2 paires d'enceintes.

Le tuner TS 3147T

– Tuner PO – GO – MF stéréo à synthèse de fréquence à microprocesseur.
– Mémoire d'appel de 30 stations : 10 en MF, 10 en PO, 10 en GO.
– Exploration automatique ou manuelle
– Accès direct à n'importe quelle fréquence grâce au clavier à 10 touches
– Sensibilité utile : 0,8 µV
– Affichage numérique de la fréquence.

Le magnétophone à cassette DK 747T

– Clavier de commutation des différents types de bandes existants : normal, chrome, métal
– Réducteur de bruit de type Dolby
– Rapport S/B : > 60 dB
– Clavier faible course
– Deux rampes de diodes indiquent les niveaux d'enregistrement/lecture.

La table de lecture TL 113T

– Platine semi-automatique
– Entraînement par courroie
– Bras droit faible masse.

L'enceinte acoustique EA 406T

– Enceinte acoustique 3 voies
– Bass reflex
– Puissance nominale de 40/50 W 8 Ω.

Petit montage pour la radiocommande

UN ÉMETTEUR TOUT OU RIEN MULTIFREQUENCE

LA radiocommande est aujourd'hui très commerciale, qu'il s'agisse du matériel vendu par les grandes marques japonaises ou de kits. Vous trouverez dans les catalogues de quoi satisfaire votre passion pour l'animation de modèles réduits élaborés, à des prix relativement bas, même par rapport à ce que vous pouvez construire vous-même... Par contre, ce que nous constatons, c'est l'absence quasi totale de petits systèmes qui, pourtant, peuvent vous permettre de vous amuser à peu de frais. Vous avez une voiture ou un bateau jouet, motorisé, et vous voulez l'améliorer, vous avez envie d'ouvrir une porte de garage automatiquement, pas besoin pour cela de radio à 6 voies. Nous vous proposons donc, pour résoudre de façon amusante ces « problèmes », de construire un petit ensemble de radiocommande tout ou rien. Trois montages seront proposés : un émetteur, un récepteur à superréaction et un module sélectif tout ou rien à décodeur de tonalité PLL.

Commençons donc par l'émetteur.

Son schéma de principe est donné figure 1. Difficile d'imaginer plus simple : un circuit intégré et un transistor.

Ce transistor, monté en oscillateur stabilisé par quartz, délivre une puissance assez faible pour que son emploi ne demande pas de licence. La fréquence est fixée par le quartz et l'oscillation s'ajuste par l'accord du bobinage. L'antenne mesure une cinquantaine de centimètres de long. Elle peut être plus longue.

Cet oscillateur R.F. voit son alimentation périodiquement coupée par un oscillateur bâti autour d'un NE 567, circuit décodeur de tonalité, utilisé ici en oscillateur de puissance.

La sortie de cet oscillateur peut en effet délivrer une centaine de milliampères.

Le condensateur C_6, associé aux résistances commutables, fixe la fréquence d'oscillation. Nous avons ici 5 résistances et par conséquent 5 fréquences.

Les condensateurs C_3 et C_5 adoucissent les signaux carrés pour réduire le spectre émis ; nous n'avons

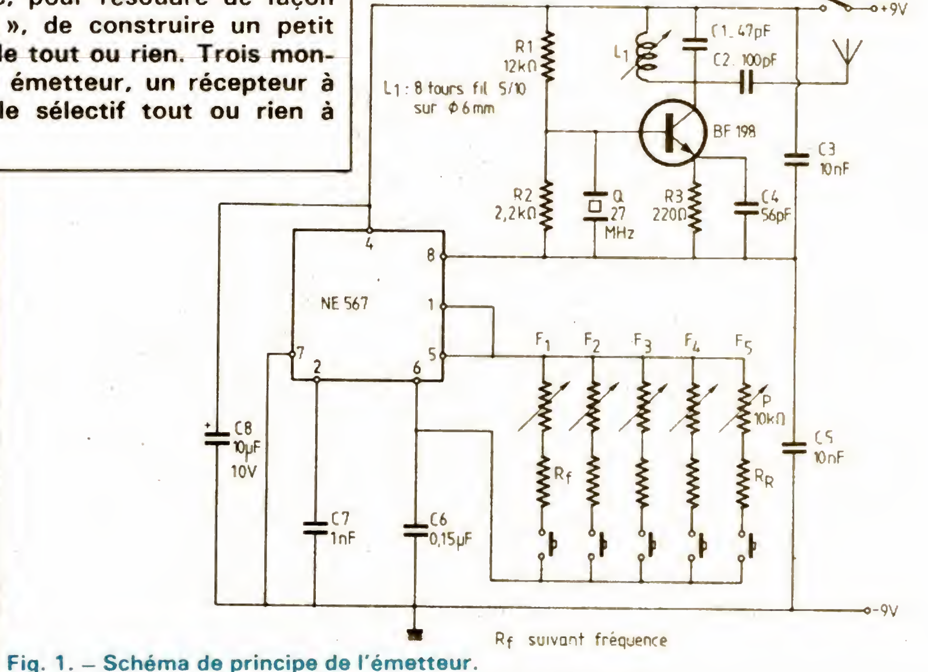


Fig. 1. – Schéma de principe de l'émetteur.



Photo 1. – Une idée de la concentration des composants sur le circuit imprimé.

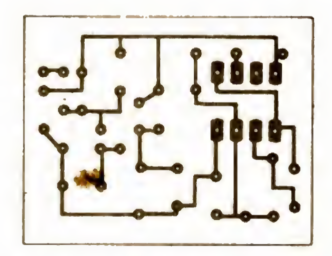


Fig. 2. – Le circuit imprimé émetteur.

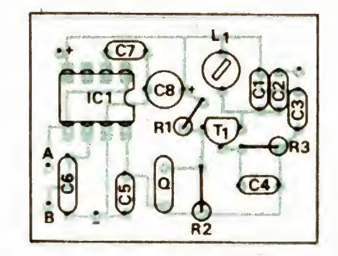


Fig. 3. – Implantation des composants.

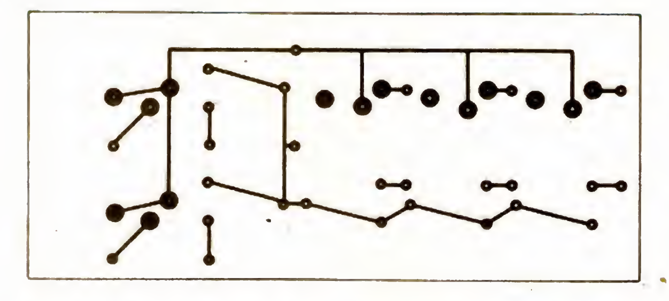


Fig. 4. – Circuit imprimé pour poussoir (grosses pastilles pour les touches).

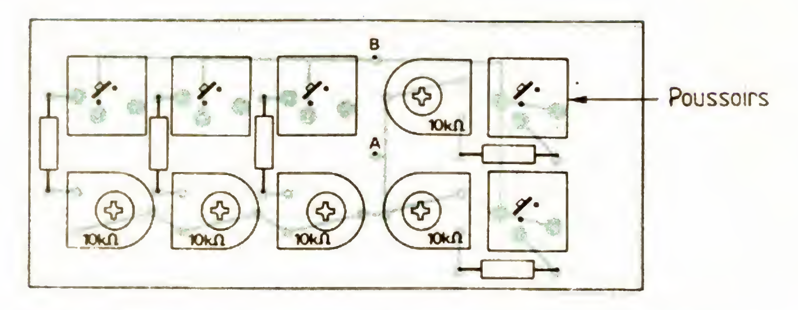


Fig. 5. – Poussoirs de l'émetteur, implantation des composants.

tout de même pas voulu réaliser un émetteur trop complexe, la pureté spectrale n'était pas notre premier souci !

Lorsqu'un poussoir se ferme, l'émetteur rayonne ; une fois le poussoir relâché, l'oscillation cesse et la porteuse disparaît. Un interrupteur général coupe le courant dans le circuit.

Réalisation

La figure 2 donne le circuit imprimé de l'émetteur, sans les poussoirs ni les résistances de butée et les ajustables.

La figure 3 donne l'implantation. L'inductance L_1 est bobinée sur un support réglable dont on visse ou dévisse le noyau pour l'accord.

La figure 4 donne le circuit imprimé réalisé pour placer les poussoirs et les résistances ; vous pourrez le remplacer par tout autre circuit, les touches elles-mêmes subiront éventuellement le même sort.

Nous donnons, sur le plan d'implantation des poussoirs, des suggestions pour les valeurs des résistances. Il y a une formule donnant la fréquence d'oscillation :

$F = 1,1/C_6 \times RF$; cette formule n'est pas d'une précision absolue. Par conséquent, nous devrons utiliser des éléments ajustables plus intéressants à l'émission qu'à la réception.

Le condensateur C_6 a été choisi dans des modèles à diélectrique plastique.

La mise au point se fait en plaçant une résistance fixe à la place de R.F. (15 kΩ par exemple). On tournera le noyau de L_1 jusqu'à apparition de l'oscillation et obtention de l'indication maximale d'un champmètre. Cette indication correspond pratique-

ment au maximum de consommation du montage (une vingtaine de mA).

Cet émetteur travaille dans la bande de 27 MHz ; pour un fonctionnement dans une autre bande de fréquence, on changera le circuit accordé et, bien entendu, le quartz.

Conclusion

Simplicité avant tout, c'est ce que nous avons voulu. Cet émetteur, facile à réaliser et sans problèmes (nous n'en avons pas rencontré), se montera dans un boîtier que nous laissons à votre discrétion. Nous avons usiné le nôtre dans du polystyrène en plaque comme les photos le montrent. Il vous reste maintenant à réaliser le récepteur et un ou plusieurs modules décodeurs de tonalité...



Photo 2. – Le circuit imprimé des poussoirs et des résistances d'accord. Notez la place, à côté de la pile, de l'étage d'émission.

Liste des composants

Résistances :
R_1 : 12 kΩ
R_2 : 2,2 kΩ
R_3 : 220 Ω
Rf : selon fréquence audio.
P : Potentiomètre ajustable 10 kΩ PR 10 H Radiohm.

Condensateurs céramique :
C_1 : 47 pF
C_2 : 100 pF
C_3 : 10 nF
C_4 : 56 pF
C_5 : 10 nF
C_6 : condensateur plastique 0,15 µF
C_7 : condensateur céramique 1 nF

C_8 : condensateur chimique 10 µF 10 V
T_1 : transistor BF 198
CI_1 : C.I. NE 567, XR 567, Lm 567.
L_1 : 8 tours fil 0,5 mm sur mandrin 6 mm à noyau réglable.
Quartz : quartz 27 MHz.
Poussoirs : ST 1033 Radiohm

Bloc-notes

UNE EXTENSION 16 COULEURS PERITEL POUR LE ZX 81

A l'ère nouvelle de la micro-informatique domestique que nous vivons, tous les nouveaunés possèdent la couleur. Le précurseur de cette vulgarisation massive de la micro-informatique, le ZX 81, commençait à se trouver bien en reste...

Et bien, grâce à une extension Péritel 16 couleurs développée et construite par la Société Pentron Electronique, le ZX 81 possède maintenant 16 couleurs !

Aucune soudure ni réglage ne sont nécessaires pour mettre en route cette extension. Elle s'enfiche sur le connecteur arrière comme la 16 KRAM ou l'imprimante. La programmation des couleurs s'effectue par codes graphiques et la fonction PRINT ou bien à l'aide de CHR $. Le cordon de raccordement au téléviseur et la notice d'utilisation sont compris dans le prix de 475 à 495 F auquel est commercialisée cette extension absolument unique.

Cette carte est fabriquée exclusivement par Pentron Electronique, 2, place du Gal-Leclerc, 94310 Orly. Tél. : 368.54.95, qui la vend par correspondance.

Elle est également en démonstration chez : Direco International, 11, rue de Lincoln, 75008 Paris. Vismo, 68, rue Albert, 75013 Paris.

SONDE MICROPHONIQUE MINIATURISEE

Grâce à une technique, récemment mise au point, Honeywell fabrique une sonde microphonique miniaturisée, obtenue par dépot d'un mince film d'oxyde de zinc, sur substrat de silicium (avec microélectronique associée) ; plus sensible, beaucoup moins coûteuse et plus fiable, que les capteurs à céramiques piézoélectriques usuels. Alors que ces derniers ne peuvent descendre au dessous de 20 Hz, la sonde Honeywell atteint 0,1 Hz, où elle put détecter une pression acoustique de 1/10 Pa (le rapport signal/bruit étant voisin de 14 dB).

La sonde Honeywell, 6,5 mm × 6,5 mm est plus légère et moins encombrante, que celles à céramiques piézoélectriques, dont les dimensions habituelles sont 6,5 mm × 12,5 mm (non comprise l'électronique associée).

Le film d'oxyde de zinc, sur substrat silicium, produit une substance aux caractéristiques voisines de celles d'un cristal piézoélectrique, par une méthode compatible avec celles couramment utilisées pour la fabrication des circuits intégrés (d'où, vraisemblablement, la raison du faible coût du capteur). Comme les céramiques piézoélectriques, le film d'oxyde de zinc engendrerait des tensions parasites, dues aux fluctuations thermiques. Honeywell aurait éliminé ce phénomène, par l'adoption d'électrodes concentriques.
(d'après « Wireless World », août 1983) R.L.

Initiation à la micro informatique

LES CIRCUITS D'INTERFACE ÉVOLUÉS

NOUS allons continuer aujourd'hui sur la lancée de notre précédent article et vous présenter des circuits d'interface encore plus complexes et puissants que ceux que nous avons déjà vus ; circuits qui, comme le mois dernier, vont nous conduire à vous expliquer de nouvelles notions telles que accès direct mémoire, principe de génération d'une image sur moniteur télévision, etc.

L'accès direct mémoire

L'accès direct mémoire ou ADM ou encore DMA (Direct Memory Access) est assez peu connu des utilisateurs de micro-ordinateurs « amateurs ». En effet, c'est un procédé dont la mise en œuvre relativement délicate ne se justifie que pour des situations bien précises que nous allons maintenant expliciter.

Lorsqu'un microprocesseur classique doit transférer des informations lues dans un circuit d'interface dans de la mémoire, il ne peut le faire que de la façon suivante : transfert du contenu du circuit dans un registre interne du microprocesseur puis transfert du contenu de ce registre à l'adresse mémoire désirée. Lorsqu'une grande quantité d'informations doit être ainsi transférée, cette opération est relativement longue. En effet, le programme qui réalise les opérations précédentes doit comporter une boucle d'incrémentation d'adresse et de comptage du nombre d'octets transférés. En mettant les choses au mieux, et pour un microprocesseur monolithique 8 bits actuel, il faut compter une dizaine de microsecondes par octet transféré. En d'autres termes, le circuit d'interface qui reçoit les données ainsi lues ne pourra pas les accepter à une vitesse supérieure à un octet toutes les 10 µs soit 100 K-octets par seconde, sinon le microprocesseur perdra des données. Cela constitue déjà une belle vitesse direz-vous ? oui ! mais ce n'est pas suffisant pour certaines applications. Ainsi, certains lecteurs de disques souples, certains lecteurs de bandes magnétiques, des systèmes d'acquisition de données rapides, etc., requièrent une vitesse de transfert supérieure.

Vu notre exposé du problème, il n'y a pas trente-six solutions puisqu'il y en a en fait trois et trois seulement. La première, vite limitée et très coûteuse, consiste à choisir un microprocesseur plus rapide ; elle n'est pas satisfaisante à bien des points de vue car elle atteint très vite des limites technologiques d'une part et elle peut conduire à utiliser un « super microprocesseur » dont la puissance ne sera, en dehors de ces transferts de données, que peu ou pas exploitée. La deuxième, qui n'est pas satisfaisante non plus, disons-le tout de suite, consiste à ralentir le flot de données en provenance du périphérique ; ce n'est pas toujours possible, d'une part (cas des lecteurs de disques souples par exemple), et cela peut être ridicule, d'autre part ; en effet, à quoi sert alors de se doter de périphériques rapides si c'est le calculateur qui les ralentit ?

Il ne reste donc plus que la troisième solution qui est celle faisant appel à l'accès direct mémoire. Elle présente, par rapport aux deux solutions précédentes, les avantages d'une grande rapidité à moindre frais et une mise en œuvre assez facile, au moins en théorie.

Le principe en est le suivant : un circuit appelé contrôleur d'accès direct mémoire (c'est original !) doit être inclus sur le bus du système ; ce circuit n'est autre qu'un générateur d'adresses automatique programmable. Lorsque des transferts d'information doivent avoir lieu entre un périphérique et de la mémoire, le périphérique fait une demande d'accès direct mémoire au contrôleur ; celui-ci demande alors au microprocesseur de libérer ses bus d'adresses, de données et de contrôle ; lorsque c'est fait, le contrôleur d'ADM se met à générer des adresses mémoires successives où seront rangées les données en provenance du périphérique. Cette génération d'adresses se fait au rythme imposé par le périphérique et n'a, comme limite supérieure, que celle imposée par le contrôleur d'ADM et le temps d'accès des mémoires. Avec un « vulgaire » contrôleur de la famille 6800-6809, l'on peut ainsi atteindre des vitesses de 2 M-octets par seconde ce qui est 20 fois plus rapide qu'avec la méthode programmée, exposée en introduction à ce chapitre !

Le synoptique d'utilisation d'un contrôleur d'accès direct mémoire est relativement simple et est indiqué figure 1. Le contrôleur est placé sur le bus du système comme n'importe quel autre circuit. Remarquez qu'il est connecté aux lignes de données alors qu'à priori l'on pourrait penser que ce n'est pas nécessaire. En fait,

quasiment tous les contrôleurs disponibles sur le marché sont programmables et cette programmation se fait au moyen de registres internes, auxquels l'on accède par le bus de données selon un procédé que vous connaissez depuis la présentation du PIA et de l'ACIA. Le contrôleur de DMA dispose aussi de deux connexions « hors bus » avec le périphérique qui va devoir travailler en DMA. Ces deux connexions servent d'une part à la demande de DMA faite par le périphérique, d'autre part au cadencement des transferts de données.

Lorsque l'on voit ce schéma, on est en droit de se demander pourquoi nous présentons la mise en œuvre du DMA comme assez délicate. En fait, la figure 1 passe sous silence quelques détails.

Tout d'abord, il faut que le bus du microprocesseur puisse être libéré sur demande externe puisque, lorsque le contrôleur de DMA aura à faire un transfert, c'est lui qui générera les adresses et certains signaux de contrôle. Si quasiment tous les microprocesseurs permettent cette libération de bus (le fameux passage dans le troisième état), il faut aussi que les éventuels amplis de bus qui se trouvent sur les lignes d'adresses et de contrôle et leur logique de commande puissent faire cette libération.

Ensuite, il faut que le circuit d'interface connecté au périphérique nécessitant le DMA puisse travailler en DMA. En effet, lors des transferts programmés, le dialogue entre circuit d'interface et microprocesseur se fait au moyen de bits d'un registre d'état ; lors des transferts en DMA, ce « dialogue » n'existe quasiment plus et l'embryon qui subsiste se fait par changement de niveaux sur les deux lignes de liaison avec le contrôleur de DMA que nous évoquions ci-avant. L'ACIA ou le PIA présentés dans nos précédents articles sont, par exemple, très mal adaptés au fonctionnement en DMA (pour ne pas dire pas adaptés du tout !). Cette contrainte est cependant en voie d'extinction, car tous les circuits d'interface susceptibles d'avoir besoin d'un DMA (contrôleurs de disques souples, contrôleurs de bus évolués, etc.) sont de plus en plus prévus pour ce mode de travail.

Enfin, le dernier point que ne montrait pas la figure 1 est que les contrôleurs de DMA nécessitent généralement une logique externe importante ; en effet, certaines lignes (de contrôle en particulier) sont bidirectionnelles et servent d'entrées lorsque le microprocesseur écrit dans le DMA pour l'initialiser ou lit dans le contrôleur de DMA pour savoir son état. Elles deviennent ensuite des sorties lorsque le contrôleur de DMA gère les échanges. Si cela ne pose pas de problème au niveau du contrôleur lui-même, cela complique la gestion des amplis de bus qui se trouvent nécessairement sur ces lignes.

Dernière chose que nous n'avons pas évoquée mais qui est intuitive. Nous avons présenté le contrôleur de DMA comme travaillant d'un périphérique vers la mémoire ; il est évident que tous les contrôleurs peuvent travailler dans l'autre sens et « vider » ainsi très rapidement une mémoire dans un périphérique.

Par contre, tous les contrôleurs ne savent pas faire ce que font quelques modèles parmi les plus récents, à savoir : le transfert mémoire à mémoire. Cette opération, très utile lorsque l'on veut faire un ensemble calculateur rapide, permet de transférer des blocs entiers de mémoire d'une place à une autre sans intervention du microprocesseur. Comme nous l'avons dit, cette possibilité n'est offerte que sur les circuits les plus récents.

Le contrôleur de DMA MC 6844

A titre d'exemple, et en quelques mots, nous allons vous présenter les possibilités qu'offre un « vieux » (il a au moins quatre ans !) contrôleur de DMA de la famille 6800-6809 : le MC 6844.

Comme tous les circuits de cette famille, il est alimenté sous une tension unique de 5 V et toutes ses lignes d'entrées/sorties sont compatibles TTL. Il est présenté en boîtier 40 pattes et est disponible en trois versions que vous commencez à connaître : le 6844 qui fonctionne à 1 MHz, le 68A44 qui fonctionne à 1,5 MHz et le plus rapide, le 68B44, qui fonctionne à 2 MHz. Rappelons que ces fréquences sont celles de l'horloge bus du microprocesseur (signal E du 6809 ou PH12 du 6800, revoyez si nécessaire l'article de présentation du 6809 à ce sujet).

Ce contrôleur, comme nombre de ses homologues, est capable de gérer quatre canaux de DMA ; c'est-à-dire qu'il peut recevoir et traiter des demandes d'accès direct mémoire provenant de quatre sources différentes et, donc, pouvant être destinées à quatre zones mémoire différentes.

Chaque canal dispose de son propre registre d'adresse mémoire sur 16 bits et d'un compteur d'octets également sur 16 bits. Chaque canal dispose également d'un registre de contrôle définissant le mode de fonctionnement du circuit ; en particulier, les adresses mémoire peuvent augmenter ou diminuer à partir de l'adresse de départ spécifiée.

La priorité entre les canaux, dans le cas de demandes de DMA simultanées, peut être fixe ou tournante selon la position d'un bit dans un registre. En mode priorité tournante, le canal qui est le plus prioritaire devient, après traitement, le moins prioritaire, tous les autres canaux avançant alors d'un cran, et ainsi de suite de manière cyclique.

Le contrôleur peut également générer des interruptions et des signaux « fin de DMA » sur chaque canal selon le choix effectué en écrivant dans un registre approprié.

Enfin, la vitesse de transfert maximum est celle de l'horloge du système ; ainsi, le 6844 pourra faire des transferts jusqu'à 1 M-octet par seconde tandis que le 68B44 pourra aller jusqu'à 2 M-octets par seconde.

La mise en œuvre de ce contrôleur de DMA est relativement simple avec des circuits de la famille 6800-6809 ; la figure 2 donne, à titre d'exemple, le schéma de la logique externe nécessaire

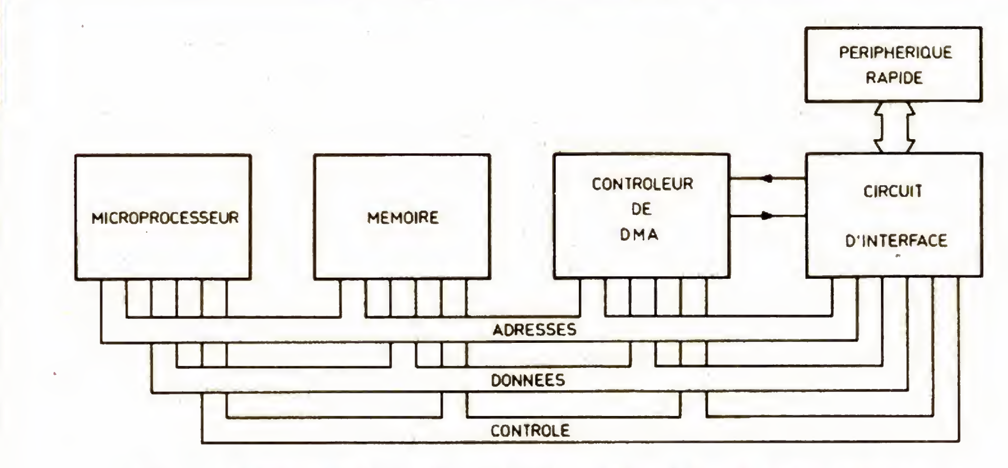


Fig. 1. – Synoptique d'utilisation d'un contrôleur d'accès direct mémoire.

dans le cas d'une association avec le 6809. Nous n'entrerons pas dans le détail du fonctionnement de ce schéma qui nécessiterait de trop longs développements sur les chronogrammes du 6809 ; il faut le prendre comme un exemple et constater qu'il suffit de quelques fonctions logiques élémentaires pour pouvoir connecter un DMA au 6809. Il faut cependant noter que le 6809 est un microprocesseur de la seconde génération et qu'à ce titre il dispose déjà de facilités propres à simplifier ce mode de fonctionnement telles que l'entrée DMA/BREQ par exemple qui est une ligne de demande de libération de bus, et les sorties BA et BS qui indiquent dans quel état se trouve le bus et, surtout, s'il est libre ou non.

Nous en resterons là avec ce contrôleur de DMA, le but de cette série d'articles étant, rappelons-le, de vous initier à la micro-informatique et non de vous donner des connaissances approfondies dans tous les domaines qu'elle recouvre ce qui est, d'ailleurs, quasiment impossible.

Nous allons maintenant aborder un domaine tout aussi intéressant puisqu'il concerne l'interfaçage d'un ensemble micro-informatique avec un moniteur de télévision pour y afficher des caractères, comme c'est le cas dans quasiment tous les micro-ordinateurs actuels. Afin que vous puissiez suivre au mieux les explications qui vont suivre, et parce qu'on ne peut avoir des connaissances dans tous les domaines, nous allons faire quelques rappels de télévision.

Un peu de télévision

Dans son principe général, un tube vidicon, qui est le tube utilisé pour faire la prise de vue dans les caméras TV, ressemble à un tube cathodique classique en ce sens qu'un spot formé par un faisceau d'électrons se déplace de la même manière que nos yeux lorsque nous lisons un livre ; c'est-à-dire de gauche à droite pour explorer une ligne, puis retour très rapide de droite à gauche pour venir au début de la ligne suivante, et ainsi de suite ; le « ainsi de suite » traduisant en fait la descente progressive accomplie pour explorer toutes les lignes de la page. Il se passe la même chose dans une caméra ou dans un récepteur TV (dans la caméra, le faisceau d'électrons analyse la luminosité de l'image, dans le récepteur, le faisceau d'électrons reproduit la luminosité de chaque point de l'image) ; le faisceau d'électrons balaye des lignes à vitesse rigoureusement définie et, en même temps, se déplace de haut en bas de l'écran pour former une image par juxtaposition de ces lignes successives.

Ces deux déplacements enchevêtrés constituent ce que l'on appelle le balayage ligne ou balayage horizontal, et le balayage trame ou image ou encore vertical. Compte tenu de la persistance des impressions rétiniennes et de la fréquence du secteur, le balayage ligne se fait à 50 Hz en Europe, c'est-à-dire que l'on forme une image complète toutes les 20 ms. Aux USA, il a lieu à 60 Hz puisque c'est la fréquence du secteur là-bas. Comme notre standard TV est du 625 lignes, c'est-à-dire qu'il y a 625 lignes élémentaires par écran, chaque ligne dure 64 μs.

Il est évident que, pour obtenir une image stable sur l'écran du récepteur TV, il ne suffit pas que les balayages ligne et image de la caméra et du récepteur aillent à la même vitesse, il faut aussi qu'ils commencent en même temps ; ils doivent donc être synchronisés et cette synchronisation a lieu au moyen de tops, de durées et de formes bien définies, inclus dans le signal vidéo proprement dit. Ce signal vidéo a, de ce fait et compte tenu

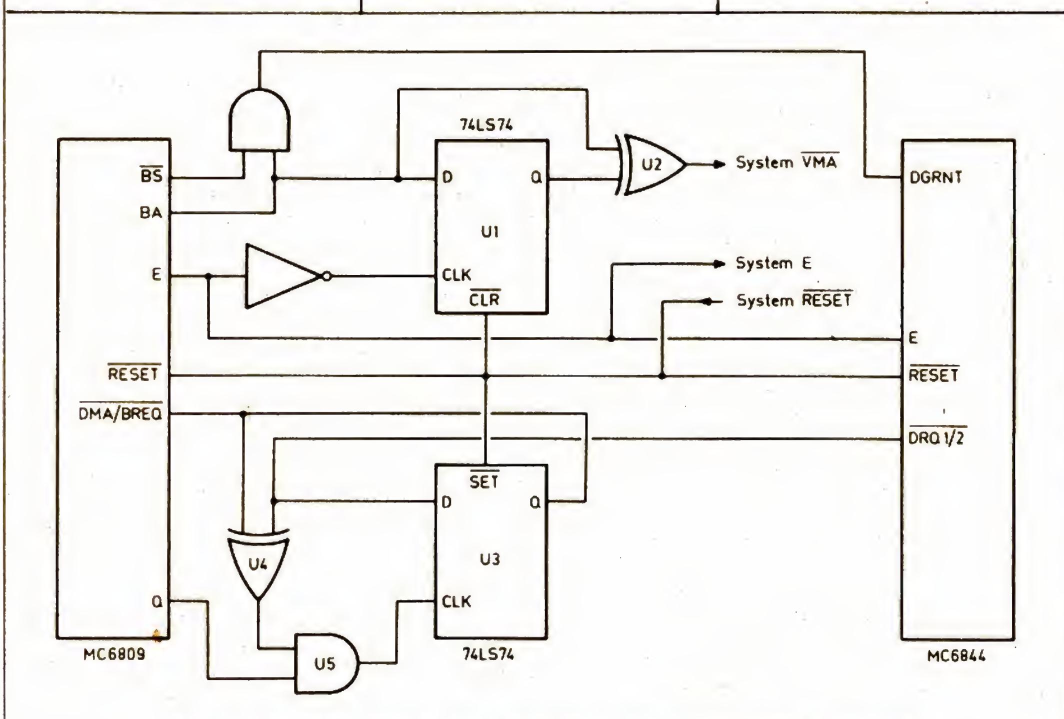


Fig. 2. – Mise en œuvre du 6844 avec un 6809 (document Motorola).

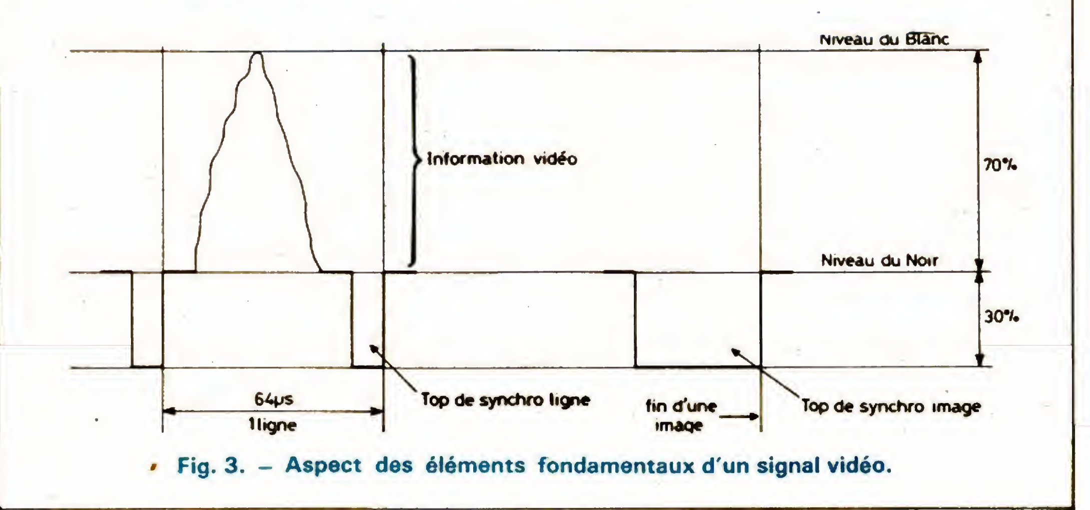


Fig. 3. – Aspect des éléments fondamentaux d'un signal vidéo.

des normes adoptées, la forme visible figure 3. Il véhicule deux informations : une information de luminosité de chaque point à l'image, information qui est comprise dans la partie « haute » du signal. Ainsi un point noir correspondra à un signal vidéo ayant une amplitude égale à 30 % de son amplitude maximum et un point blanc correspondra à un signal vidéo d'amplitude maximum. En dessous des 30 % de l'amplitude maximum, donc en dessous du niveau du noir, se trouvent les tops de synchronisation. Il y en a un toutes les 64 µs pour le balayage ligne et un toutes les 20 ms pour le balayage trame. Pour les différencier, ils sont de largeur très différente.

Tout ceci pour vous dire qu'un signal vidéo, sans être compliqué, nécessite la génération d'un nombre d'informations important qui, de plus, doit respecter des normes bien définies si vous souhaitez pouvoir utiliser un récepteur TV classique pour le visualiser.

Comment font donc les micro-ordinateurs pour générer des images TV ? C'est ce que nous allons expliquer maintenant.

Principe d'un circuit de visualisation alphanumérique sur TV

Le principe de départ est simple ; le texte qui sera visualisé sur récepteur TV est contenu dans une mémoire et l'écran du récepteur présente le contenu de cette mémoire. Pour faire évoluer le texte visualisé, il suffira donc d'écrire dans la mémoire ce que tout microprocesseur sait faire naturellement. Reste donc à trouver le moyen de présenter le contenu d'une zone mémoire (on dit souvent la page visualisée) sur un écran TV.

Il suffit, pour cela, de réfléchir un peu. Supposons que nous souhaitions visualiser L lignes de C caractères. La mémoire va donc devoir être de taille L × C-octets puisque chaque caractère peut être codé sur un octet (généralement les caractères sont codés en ASCII dans ce genre d'application). Pour former une ligne de caractères sur l'écran, il va falloir générer un top de synchro ligne puis balayer C adresses de la mémoire (chaque adresse correspondant à un caractère) ; il va ensuite falloir générer à nouveau un top de synchro ligne puisque nous allons commencer la ligne suivante et générer à nouveau C adresses mais à partir de la dernière adresse précédente ; et ainsi de suite. Lorsque nous aurons fait cela L fois, nous aurons formé une image ; il nous faudra donc générer un top de synchro image, ramener nos adresses à 0 et recommencer ce que nous venons de décrire. Ce processus doit se reproduire indéfiniment à une vitesse compatible des signaux TV à savoir formation d'une ligne en 64 µs.

Cela vous paraît embrouillé ? Ce n'est pas surprenant, relisez doucement et aidez-vous d'un crayon et d'un papier et si cela vous amène à vous poser des questions, c'est très bien car dans cette première approche nous avons volontairement oublié quelque chose.

Lorsque nous explorons les adresses afin de former les lignes de caractères, nous avons accès dans la mémoire au code de chaque caractère à représenter sur l'écran mais cela ne suffit pas ; en effet, le code, quel qu'il soit, précise bien à quel caractère nous avons affaire mais il ne dit rien quant à la forme du caractère lui-même. Il va donc falloir faire passer ce code dans un circuit qui le traduira en une forme c'est-à-dire en une suite de points éteints ou allumés. Nous allons voir cela au moyen d'un petit synoptique présenté figure 4.

Nous voyons, sur cette figure, les RAM visualisées qui sont accessibles, via un multiplexeur, soit à partir du bus du microprocesseur afin que celui-ci puisse lire ou écrire dedans, soit à partir de la logique de contrôle de la visualisation afin que celle-ci puisse balayer les adresses comme expliqué ci-avant. Les données issues de ces RAM, qui sont donc les codes des caractères à afficher, sont appliquées à un circuit « générateur de caractères ». Ce circuit, qui est en général une ROM, contient les dessins de tous les caractères que sait visualiser la carte. Ces dessins sont représentés sous forme binaire en inscrivant chaque caractère dans une grille (on dit une matrice) rectangulaire ou carrée. A titre

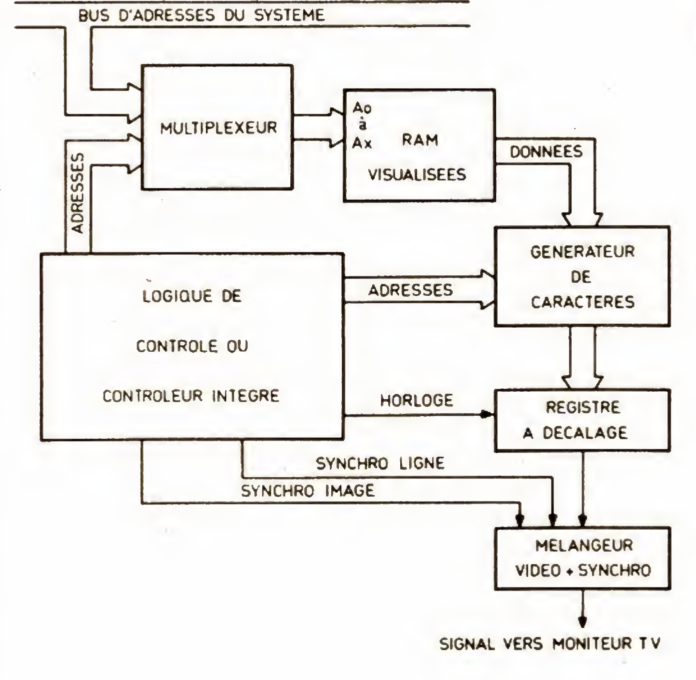


Fig. 4. – Synoptique d'un système de visualisation alphanumérique.

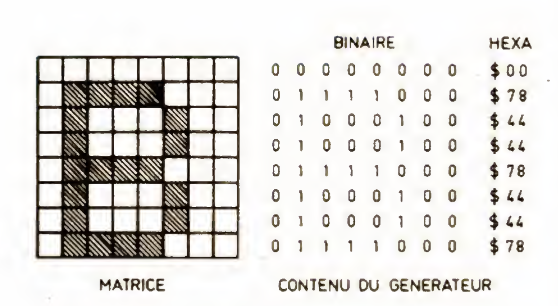


Fig. 5. – Exemple de matrice de générateur de caractères et codes correspondants.

d'exemple, la figure 5 vous montre la matrice servant à dessiner le caractère B et les codes binaires qui y correspondent et qui sont stockés dans le générateur de caractères.

Si nous reprenons nos explications précédentes, nous voyons donc que la génération d'une ligne de caractères ne va pas être aussi rapide que ce que nous avions dit ; en effet, non seulement il va falloir générer les C adresses correspondant aux C caractères d'une ligne mais il faudra les générer N fois de suite, N étant le nombre de lignes de la matrice du générateur de caractères. En effet, et comme le montre la figure 6, une ligne élémentaire sur l'écran TV ne sera pas une ligne de caractères mais une ligne de points de la matrice des caractères.

De plus, pour une ligne donnée, le générateur de caractères fournit une information en parallèle constituée par le nombre de points éteints ou allumés de la ligne en question ; il faut donc transformer cette information parallèle en série de façon à ce que le faisceau d'électrons du tube cathodique reçoive ces informations de luminosité les unes après les autres. Cette conversion parallèle-série est le travail du registre à décalage visible sur le synoptique de la figure 4.

Arrivé à ce stade des explications, et si tout ne vous semble pas clair, ce qui n'est pas anormal vu le nombre de choses à présenter simultanément, nous vous conseillons de relire le texte précédent depuis son début, en gardant sous les yeux les figures 4, 5 et 6 et, petit à petit, cela devrait aller mieux.

En conclusion à cette présentation, nous pensons que vous admettrez bien volontiers que la génération d'une image TV à partir du contenu d'une RAM n'est pas simple et nécessite de très nombreux boîtiers logiques, principalement des compteurs et des monostables. De plus, la réalisation d'un tel circuit en logique câblée conventionnelle est figée une fois pour toutes pour un standard de télévision donné ; en effet, si l'on calcule des chaînes de compteurs pour former une ligne de 64 µs, il sera nécessaire de tout reprendre pour générer une ligne en plus ou moins de temps.

Jusqu'à ces dernières années, les cartes de visualisation alphanumériques étaient donc des « usines à gaz » regroupant d'innombrables circuits logiques TTL. Heureusement, des contrôleurs intégrés sont apparus et ont apporté trois améliorations fondamentales : simplification considérable de la réalisation, possibilité de changer de standard TV facilement (pour les contrôleurs les plus performants), ajout de possibilités supplémentaires telles que curseur fixe ou clignotant, déplacement de la page visualisée de bas en haut (scrolling), etc. C'est un tel circuit que nous allons sommairement vous présenter maintenant : pourquoi sommairement après que vous ayez enduré toutes ces explications ? Mais justement parce que celles-ci constituaient la majeure partie de la présentation de ce circuit.

Le contrôleur d'écran TV MC 6845

Ce circuit de la famille 6800-6809 est un contrôleur d'écran (ou de visualisation ce qui est plus correct) aux innombrables possibilités et qui, malgré son âge, commence tout juste à être égalé à prix et schéma d'utilisation identiques.

Il est alimenté sous une tension unique de 5 V et se présente dans un boîtier 40 pattes. Comme tous les autres circuits de la famille, il existe en trois vitesses 1, 1,5 et 2 MHz selon qu'il s'appelle 6845, 68A45 ou 68B45.

Il sait remplir toutes les fonctions présentées dans le paragraphe précédent avec un avantage considérable : tous les compteurs générant les diverses adresses sont programmables indépendamment les uns des autres, les largeurs des impulsions de synchronisation sont également programmables ainsi que la taille de la matrice du générateur de caractères. Ces programmations sont faites par écriture dans des registres par le microprocesseur et peuvent être faites en temps réel. A titre d'information, ce circuit ne comporte pas moins de 18 registres internes accessibles au moyen de son propre registre d'index, interne également.

En plus de ces fonctions, ce circuit est capable d'adresser jusqu'à 16 K-octets de mémoire ce qui permet de disposer de plusieurs pages à visualiser et, comme on peut lui spécifier l'adresse de départ de la visualisation, il peut à tout instant et sous contrôle du microprocesseur changer de page. Cette adresse pouvant être modifiée bit par bit, ce changement de page peut se faire par paquet de lignes, ligne par ligne et même caractère par caractère.

Ce circuit peut aussi générer un curseur qui peut revêtir la forme de votre choix (programmable par écriture dans un registre) ; cette forme pouvant aller de l'invisibilité à un gros carré blanc fixe ou clignotant dont la vitesse de clignotement est programmable(!).

Le 6845 peut aussi rafraîchir des mémoires dynamiques pendant les retours de balayage ligne et, pour compléter le tout, il dispose d'une entrée « light pen », le fameux « crayon optique » de certains micro-ordinateurs.

Malgré toutes ces possibilités, la mise en œuvre du 6845 reste relativement simple et vous pouvez, si vous le désirez, consulter à titre d'exemple le schéma de notre carte IVG 09 publié dans le numéro d'octobre 82 de la revue dans le cadre de la série « Réalisez votre ordinateur individuel ». Attention, ce schéma vous semblera peut-être un peu complexe mais il permet aussi le fonctionnement en graphique, avec quatre types de vidéo différents (normale, inversée, demi-teinte, clignotante) et il supporte une interface parallèle (un PIA) pour un clavier.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui, le contenu de cet article étant assez dense, surtout pour cette partie visualisation sur TV. S'il en est encore besoin, rappelons ce que nous avons écrit plusieurs fois tout au long de cette série : dans un micro-ordinateur, ce n'est pas le microprocesseur ou les mémoires qui lui sont associées qui posent des problèmes, c'est tout ce qui touche au monde extérieur et qui réalise l'interface avec celui-ci. L'article d'aujourd'hui est un bon exemple de la véracité de ces dires.

(A suivre)

C. TAVERNIER

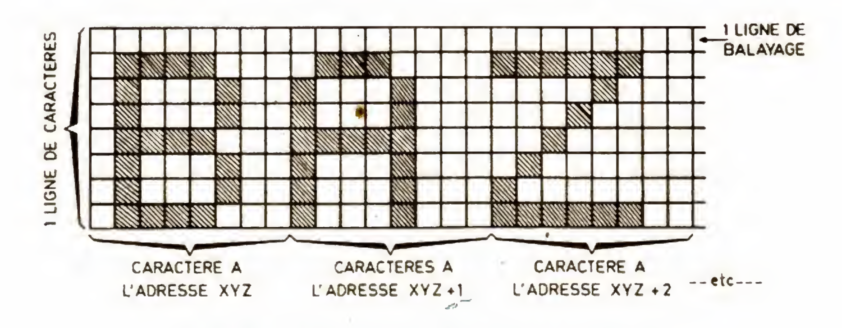
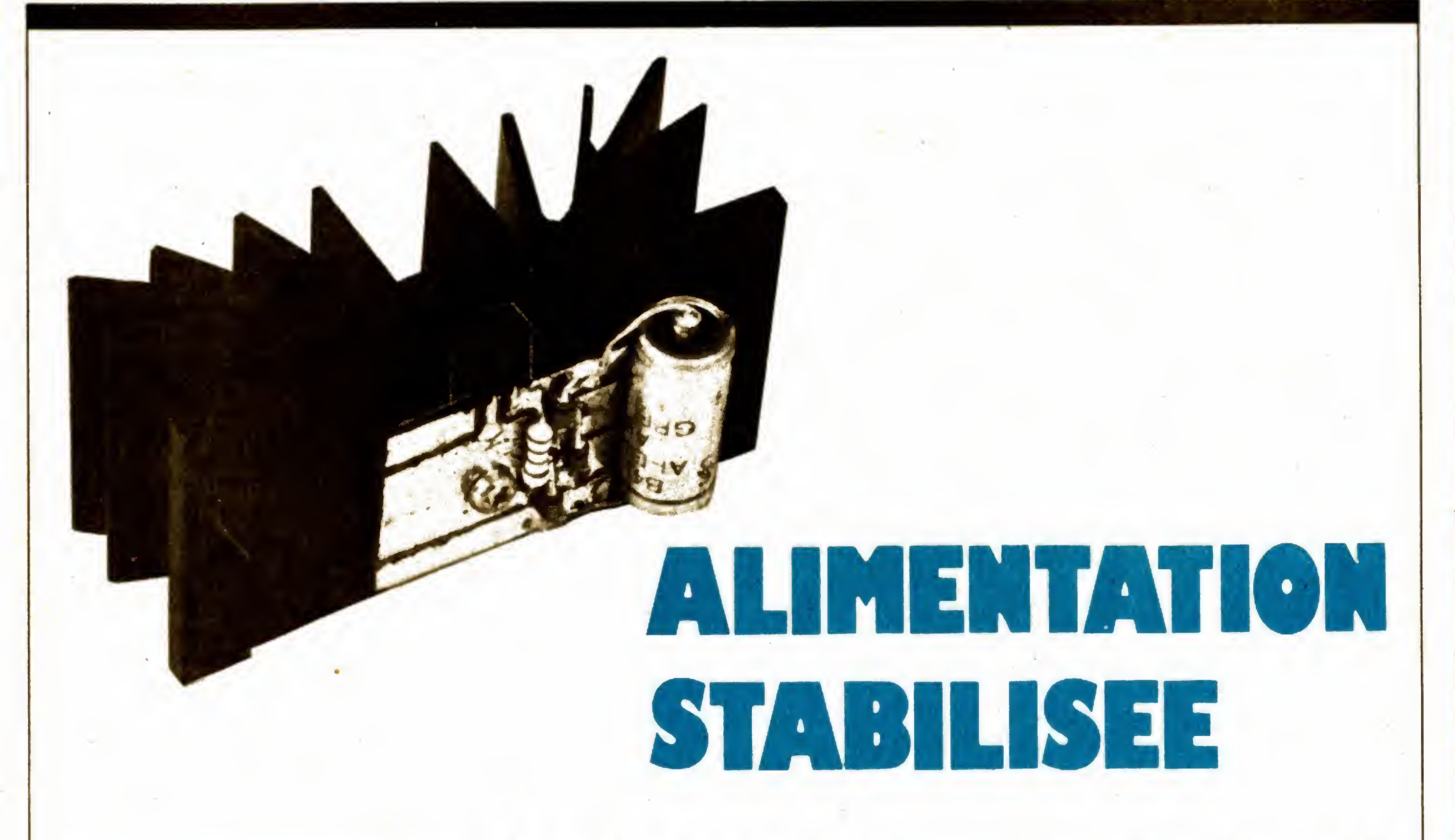


Fig. 6. – Aspect d'une ligne de caractères.



ALIMENTATION STABILISEE

pour amplificateurs à circuit intégré

NOUS vous avons présenté quelques amplificateurs de puissance à circuit intégré. Ces composants ne peuvent délivrer leur puissance maximale que pour leur tension d'alimentation maximale. Or, cette dernière se situe souvent à la limite maximale admissible par le composant. Les amplificateurs à circuit intégré n'offrent en général pas une puissance très importante. Lorsque leur tension d'alimentation vient d'une batterie, les risques de surtension n'existent pas, car le constructeur a étudié les circuits intégrés pour cette application particulière. (Autoradios, boosters.) Par contre, les amplificateurs intégrés, destinés à une alimentation par tension d'une trentaine de volts peuvent difficilement être alimentés par piles. Le secteur devient indispensable, avec un circuit d'alimentation plus ou moins complexe. Les transformateurs d'alimentation de basse puissance souffrent d'un mal incurable. Leur tension nominale correspond à cette tension lorsque le secondaire débite la puissance nominale. A vide, la tension peut remonter dans des proportions importantes. La tension secteur variera peut-être de 10 %. Ces phénomènes font qu'une alimentation simplement filtrée n'autorise pas l'alimentation des amplificateurs à circuits intégrés dans de bonnes conditions ; à vide, la tension grimpe trop.

Sans régulateur de tension, on sera amené à prévoir une marge de sécurité importante si bien qu'à pleine puissance, la tension d'alimentation ne permettra plus de tirer le maximum de l'amplificateur. Cela étant posé, venons-en à notre montage.

Un coup d'œil sur le schéma de principe vous montre sa simplicité. Son principe est le suivant : le régulateur travaille suivant deux modes différents. Si la tension en amont du régulateur est supérieure à la tension de la diode zener, le régulateur limitera la tension d'alimentation du circuit intégré à la tension de la diode zener diminuée de la tension de base du transistor. Nous avons utilisé un Darlington, intéressant par son grand gain, et dont la chute de tension base-émetteur approche 2 V. Avec les trois diodes zener de 12 V installées ici, la tension maximale de sortie ne dépassera pas 35 V, tension maximale que peut supporter un TDA 1512.

Pour d'autres valeurs de la tension de sortie, on choisira d'autres diodes zener.

Avec une tension d'alimentation inférieure à celle de la diode zener, cette dernière n'interviendra plus, par contre, le condensateur chimique, associé à la résistance de 1 500 Ω , constituera un filtre passe-bas atténuant, sur la base du transistor, les ondulations du redressement.

Ce type de régulateur s'adapte parfaitement à l'amplification. A vide, la diode zener limite la tension d'alimentation et réduit l'ondulation. Comme à ce moment, la puissance de sortie se situe à son niveau minimal, la réduction d'ondulation favorise l'obtention d'un bruit de fond minimal.

En charge, la tension amont du régulateur s'abaisse, la chute de tension dans le transistor se réduit, l'ondulation augmente mais les circuits intégrés sont capables de ne pas (ou peu) s'en soucier et

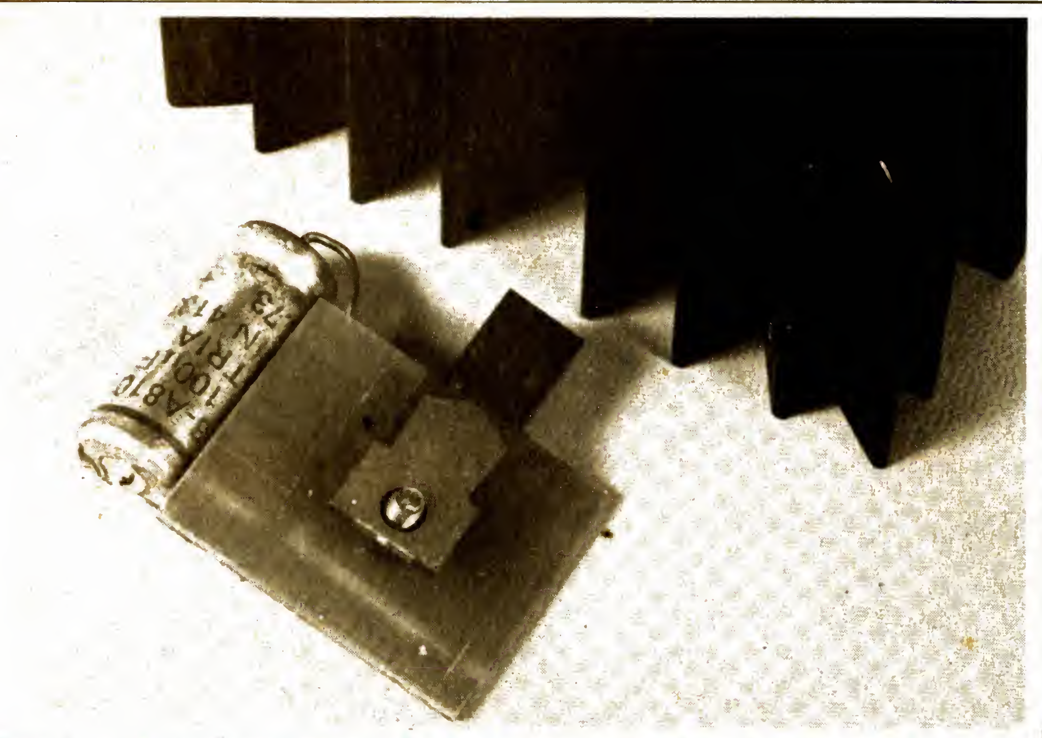


Photo 1. – Le circuit imprimé, vu côté époxy, avec le transistor de puissance. Au fond, le radiateur alutronic.

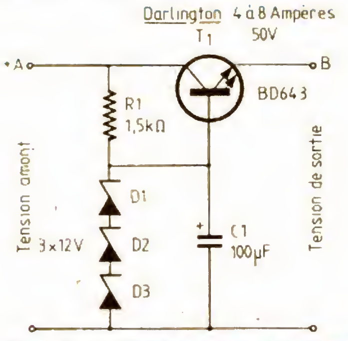


Fig. 1. – Schéma de principe de l'alimentation. Les diodes Zener peuvent être adaptées à la tension de sortie.

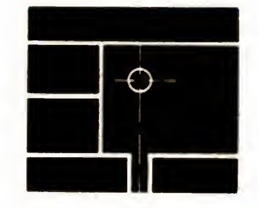
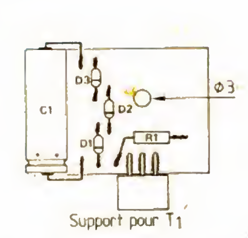


Fig. 2. – Circuit imprimé, il n'est pas percé.



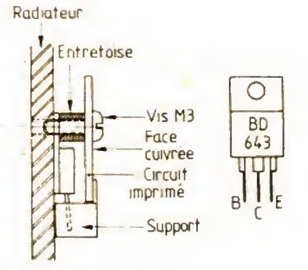


Fig. 3. – Implantation des composants.

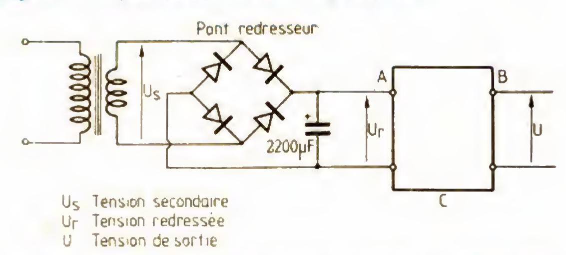


Fig. 4. – Schéma de principe d'une alimentation complète.

la musique masque le bruit.

La réduction de la chute de tension limite la dissipation de puissance dans le transistor ballast. Donc, ces deux conditions de travail, à vide et en charge, s'adaptent parfaitement aux amplificateurs. Ces derniers n'ont pas besoin d'une vraie régulation, un filtrage leur suffit.

Réalisation

La simplicité du montage nous a conduit à une formule que nous aimons bien : elle consiste à pratiquer sur le cuivre d'une chute de stratifié cuivré des rainures ; il ne restera que des parties conductrices isolées les unes des autres et sur lesquelles seront directement soudés les composants. Le montage se réalise avec un Darlington NPN, une version complémentaire sera réalisée très simplement, on inverse les zener et le condensateur chimique, c'est tout. Le Darlington passe alors en PNP et le + devient –.

Nous avons utilisé pour le refroidissement un radiateur Alutronic prévu pour recevoir un boîtier TO 220 et dont la résistance thermique, de 3,5° par watt, s'adapte au refroidissement d'une paire de TDA 1512. Le transistor s'y branche par un support, il peut aussi être soudé.

Mesures

Nous avons passé ce montage au banc pour vous faire savoir le bénéfice que vous pourrez en tirer.

Le montage était alimenté par un transformateur dont le primaire recevait une tension alternative d'un autotransformateur. La figure 4 donne le schéma de l'alimentation, le condensateur utilisé était de 2 200 µF.

Tension secondaire	10 V	12 V	15 V	18 V	20 V	24 V	30 V	33 V
Tension redressée	10,8 V	14,1 V	17,7 V	21,6 V	24,4 V	29,6 V	37,6 V	42,5 V
Tension de sortie	9,2 V	12 V	16,1 V	20 V	22,9 V	28,1 V	33,6 V	33,9 V
Ondulation à l'entrée	0,4 V	0,4 V	0,5 V	0,45 V	0,45 V	0,45 V	0,45 V	0,45 V
Ondulation en sortie	50 mV	4 mV	4 mV	4 mV	5 mV	5 mV	4 mV	3 mV

Tableau 1. – Performances du régulateur pour un courant de sortie de 0,5 A.

Tension primaire	20 V	24 V	30 V	33 V
Vide	22,9 V	28,1 V	33,6 V	33,9 V
1 sortie : 0,5 A	23 V/5 mV	28 V/5 mV	33,6 V/4 mV	33,9/3 mV
1 sortie : 1 A	22 V/12 mV	26,8 V/12 mV	33,5 V/8 mV	33,7 V/8 mV
1 sortie : 2 A	19,6 V/27 mV	24 V/28 mV	31,3 V/28 mV	33,6 V/15 mV

Tableau 2. – Caractéristiques de sortie du régulateur pour diverses charges. Nous donnons la tension de sortie en volts et, en millivolts, la tension d'ondulation à 100 Hz.

Le premier tableau donne différentes valeurs de tensions continues ou alternatives relevées sur le montage ; on constate ici l'efficacité du système de filtrage dynamique par transistor. Ce tableau donne des tensions relevées pour un courant consommé de 0,5 A.

Dans le second tableau, nous faisons varier la tension primaire du transformateur et la consommation.

Ces données pratiques vous permettront d'adapter le régulateur à votre situation particulière et de choisir un transformateur en fonction de la tension continue désirée.

Précisons également que la diode zener peut être changée pour modifier la valeur de la limitation.

Conclusions

Ce montage simple et efficace vous rendra beaucoup de services si vous n'avez pas besoin d'une parfaite stabilité de tension. Il assurera avec succès la protection de vos amplis à circuit intégré contre les surtensions à vide.

Liste des composants

Transistor : Darlington BD 643 (8A, 45 V) NPN ou autre (Siemens, RTC).
Diodes zener : BZX 55 C 12 V, ITT
Condensateur chimique : 100 µF, 63 V
Résistance : 1/4 W, 1 500 Ω
Radiateur : PR134/ 37,5/ M3 Alutronic, Ets Ch. Ballofet, 1, rue Brunel, 75017 Paris (Tél. : 755.69.81).
Support Lumberg 2,5 MB3
R_1 : Résistance de 20 kΩ à 200 kΩ
C_1 : Condensateur MKT 5 mm Siemens suivant formule 1
C_2, C_3 : Condensateurs goutte tantale suivant formules 3 et 4
C_4 : Condensateur d'entrée 0,47 µF pour f_0 200 Hz. 47 nF pour f_0 = 2 kHz.
D_1 : Diode 1N4148 ou 914
Relais : Relais D_1 Siemens V23040-A0001-B201, 5 V
CI_1 : Circuit intégré Exar XR-L-567, Tekelec 515, avenue Roland-Garros, Z.I. Centre 78530 Buc. Tél. : (1) 956.81.81.

Bloc-notes

MICRO INFORMATIQUE A METZ

Depuis juin, les amateurs de micro-informatique habitant la région de Metz ont leur boutique : La Micro-Boutique, 3, rue Paul-Bezanzon, près de la place de la Cathédrale à Metz, 57000 Moselle. Tél. : (8) 775.41.56.

La Micro-Boutique est « spécialisée » dans la micro-informatique familiale : micro-ordinateurs, périphériques, accessoires, logiciels, librairie informatique.

Principales marques représentées :
Thomson TO7, Dragon 32, Atari 400/800, BBC, Sinclair ZX, Memotech, Oric-1, Sanyo, Seikosha, 3 M, etc.

Le meilleur accueil y est réservé à tous les amateurs de tous âges et de toutes catégories. Carte de fidélité.

Des possibilités de formation, à différents niveaux, sont offertes par la Micro-Boutique.



TEMPORISATEUR pour agrandisseur photographique

GRACE à un nouveau circuit intégré, le temporisateur pour agrandisseur que nous vous proposons ici est d'une simplicité rare. Sa construction pourra être entreprise par tous avec de grandes chances de réussite. Pratique, il facilitera la vie de ceux qui tirent eux-mêmes leurs photos. Il s'alimente par le secteur, n'a pas besoin de relais de sortie et se déclenche par une simple pression du doigt. Parallèlement à la description de cette minuterie que l'on trouvera peut être un peu trop spécialisée, on découvrira l'unique circuit intégré qui a permis cette réalisation.

Le SAB 0529

Le SAB 0529 est un circuit intégré relativement récent produit par la firme allemande Siemens. Cette société nous propose des circuits dont l'originalité est incontestable et qui remplissent des fonctions plus ou moins complexes. Les minuteries programmables ne sont pas nouvelles. Celle de Siemens a la particularité d'intégrer une alimentation secteur et de sortir des signaux capables de commander un triac ; la synchronisation secteur est assurée, même si la charge est inductive.

Ce circuit intégré, nous dit la notice, est capable d'assurer une temporisation variant entre 1 seconde et 31 heures et 30 minutes. La fréquence du secteur sert d'horloge. A partir de cette fréquence, on va commander une suite de diviseurs que l'on sélectionnera de façon à obtenir les retards voulus. Le principe de programmation est le suivant : on commence par choisir une durée de base, durée qui sera la plus petite réalisable par la minuterie. Cette durée est choisie par une programmation externe au circuit permettant d'associer trois diviseurs dont le rapport est de 3, 10 ou 60.

Un prédiviseur par 50 permet de partir du secteur pour obtenir une cadence d'horloge d'une seconde. En divisant par trois, on a trois secondes de cadence de base puis, par dix, dix secondes ; puis, en combinant la division par trois et celle par dix : 30 secondes puis 1 minute, 3 minutes, 10 minutes et 30 minutes. Ces cadences de base étant établies, on passe maintenant à l'étape suivante de la programmation : une programmation binaire. Le premier étage divise par 2, le suivant par 2 et ainsi de suite jusqu'à une division par 32. A chaque diviseur, la durée est doublée. De plus, en associant plusieurs sorties, il est possible d'obtenir toutes les durées intermédiaires, entre la durée de base et 63 fois cette durée.

La figure 1 donne le schéma interne du circuit intégré. Les bornes A, B et C permettent de choisir la durée de base. Chaque diviseur peut être commuté en mettant l'entrée correspondante au pôle positif de l'alimentation. Si on met cette entrée à la masse, le diviseur correspondant n'est pas en service.

Les sorties du second diviseur, le binaire, s'utilisent d'une façon différente. Cette fois, on va relier une borne du circuit intégré, borne d'arrêt de la temporisation, à l'une des sorties du compteur binaire. Ici, on peut placer plus d'une sortie en parallèle de façon à obtenir une temporisation qui sera un multiple quelconque mais entier de la cadence de l'horloge.

En utilisant une roue codeuse, on pourra obtenir des temps de temporisation quelconques. De même, avec des commutateurs indépendants ou un clavier dont on combinera les touches, la progression binaire permet toutes les valeurs. La manipulation

d'un tel clavier n'est pas très simple, surtout pour un agrandisseur travaillant dans l'obscurité. Pour des durées complexes devant faire intervenir également un changement de la base de temps, plusieurs circuits devront être commutés en même temps : d'une part la programmation de l'horloge et d'autre part celle des diviseurs binaires.

Pour des applications particulières, Siemens peut fournir le SAB 0529 en grande série avec programmation par masque. Les temporisations pourront être ainsi choisies à partir d'un simple commutateur à 1 circuit et 6 positions, les bornes étant ici utilisées pour commuter non des durées en binaire mais des durées programmées. Les broches de programmation de la base de temps sont toujours en service.

L'alimentation du circuit ne demande qu'une résistance chutrice que l'on peut éventuellement associer à un condensateur.

Pour réduire la perte de puissance dans la résistance, une diode permettra une alimentation avec une seule alternance. Le condensateur de filtrage sera situé à l'extérieur du circuit intégré. Le schéma de principe du temporisateur vous donnera les valeurs des éléments à associer au circuit intégré. Cette conception permet d'alimenter directement le montage, sans qu'il soit nécessaire d'employer de transformateur d'alimentation. Cela permet de réaliser une économie certaine.

La tension d'alimentation du montage est stabilisée à 7,5 V environ. Par ailleurs, il est possible d'assurer l'alimentation en courant continu.

L'alimentation directe par le secteur a un inconvénient, celui de relier l'ensemble du montage au secteur ; cela demandera certaines précautions d'isolement au niveau de la réalisation, surtout si l'appareil doit être utilisé en milieu humide, cas de certains laboratoires de développement et de tirage.

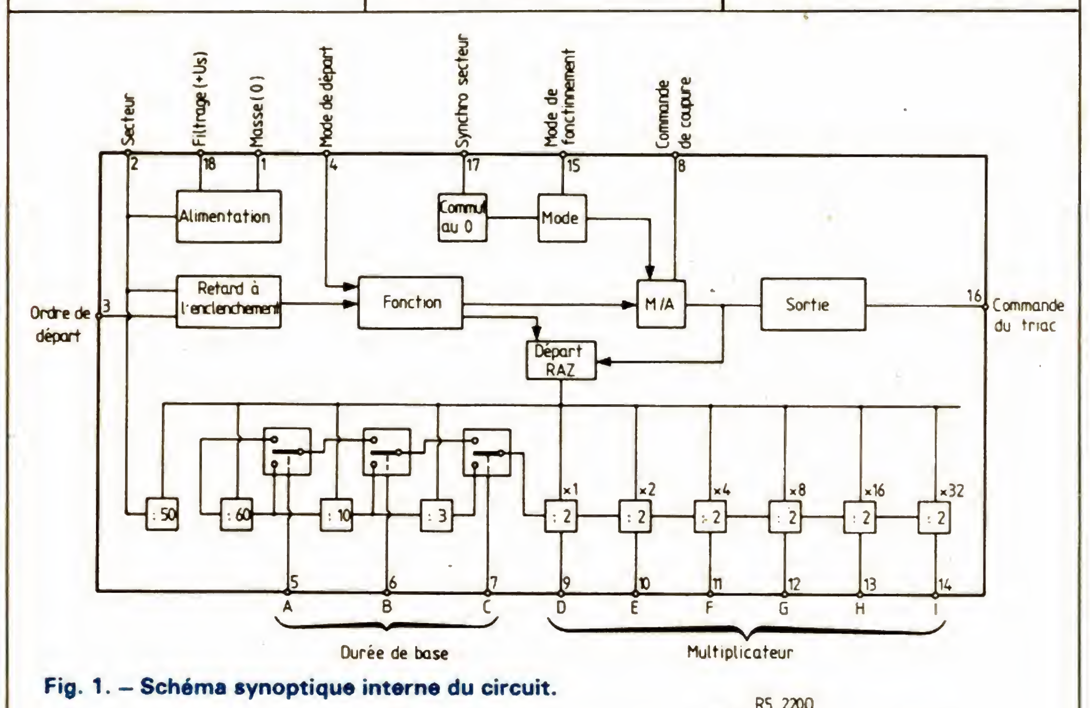


Fig. 1. – Schéma synoptique interne du circuit.

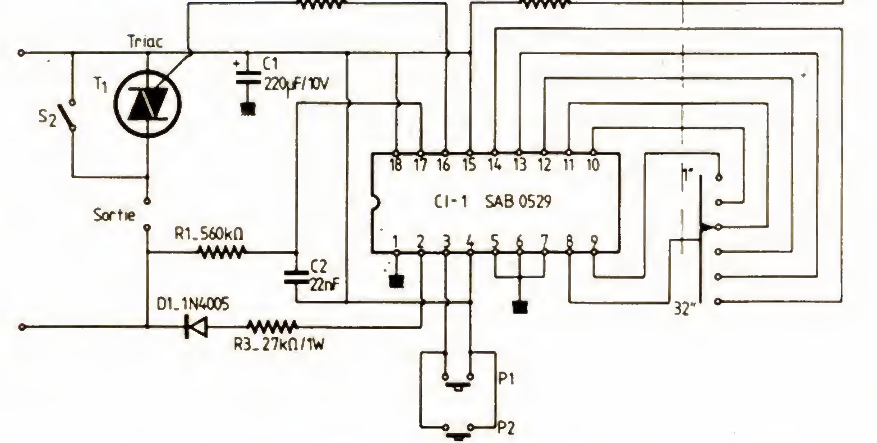


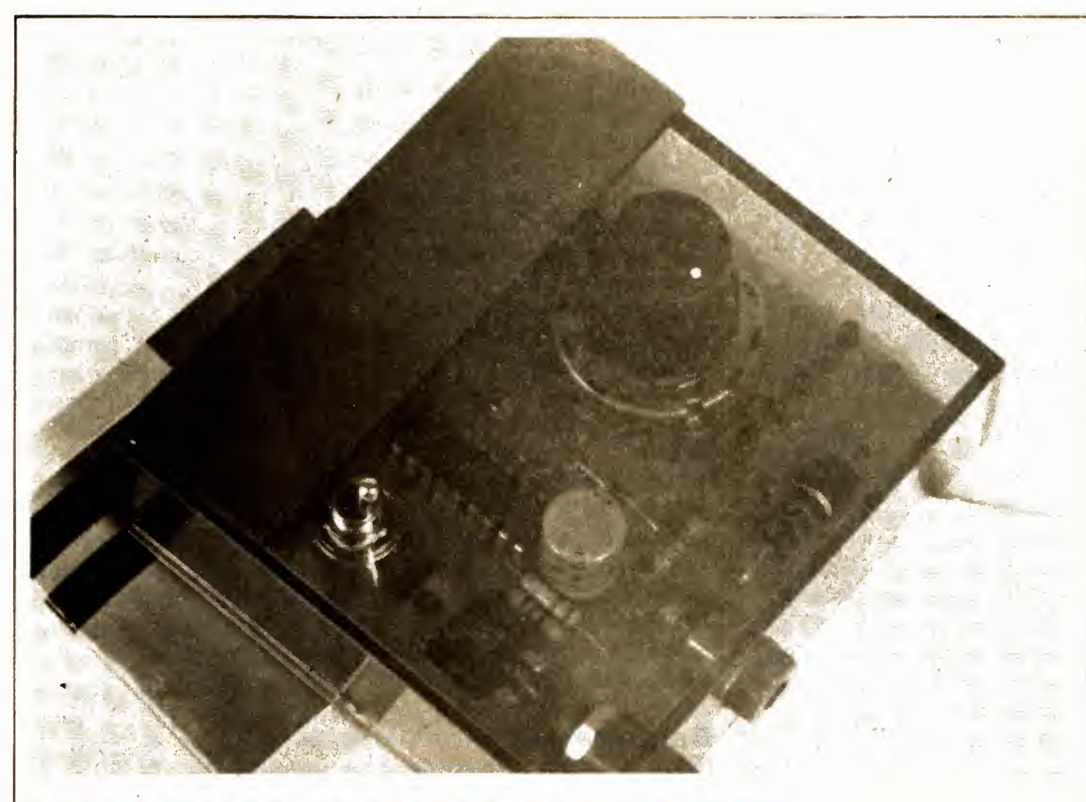
Fig. 2. – Schéma de principe de la minuterie.

Le départ de la temporisation

Le départ de la temporisation est donné par une tension positive (par rapport à la masse) appliquée sur la borne de départ, borne 3 du circuit intégré.

Ici, deux solutions sont possibles et programmables. La première, c'est un déclenchement de la temporisation au moment où l'ordre est donné en pressant sur le bouton. Le second mode, c'est une temporisation qui commence au moment où le bouton est relâché, l'allumage de la sortie ayant néanmoins lieu dès que l'on appuie sur le bouton.

Dans ce mode, le temps pendant lequel le bouton est pressé n'est pas pris en compte dans le décompte du temps.



Notre montage dans son coffret de matière plastique transparente.

La programmation ue ce type de commande se fait par application d'une tension positive ou négative sur la broche 4 du circuit intégré. En mettant une tension positive, on obtiendra une temporisation du second type avec début de temporisation à la coupure.

La commande du triac

La commande du triac est synchronisée par le secteur. Pour cela, une broche reçoit une tension alternative venue, à travers une résistance, directement du secteur. Un détecteur de passage à zéro permet de donner des signaux correspondant aux passages à zéro du secteur, ce qui permettra une commande du triac au moment où la tension secteur est nulle et évitera de provoquer des parasites. Plusieurs modes de commande sont prévus, la notice du circuit les précise. Disons simplement que l'on peut commander des charges résistives avec impulsion de commande correspondant au passage au zéro. Pour des charges complexes, un autre mode de commande a été prévu. Ici, la synchronisation se fait par courant. Ce mode sera utilisé avec une charge capacitive ou inductive. Enfin, dans le cas où l'on doit commander un transistor, par exemple un SIPMOS haute tension, la tension de commande doit exister pendant toute la période. Dans ce cas, il faudra évidemment faire durer l'impulsion de commande. Avec des condensateurs ou diverses liaisons, ces trois modes sont permis.

Application à la commande d'un agrandisseur photo (fig. 2)

Ce type de temporisateur est tout à fait adapté à la commande d'allumage de la lampe d'un agrandisseur photo. En effet, la progression géométrique assurée correspond tout à fait à ce dont on a besoin en photographie. Bien sûr, une minuterie qui vous permettrait d'ajuster votre temps par dizième de seconde ferait plus « technique », mais elle ne servirait à rien...

Il faut aussi se souvenir qu'en doublant le temps de pose, cela revient à ouvrir le diaphragme d'une unité. Si vous voulez obtenir un temps intermédiaire, vous pourrez toujours intervenir sur votre ouverture ; c'est une manière élégante de travailler, à moins que, raffiné, vous ne préfériez travailler par masquage local, de façon à travailler vos contrastes.

La minuterie présentée ici permet de disposer des temps d'allumages suivants : 1, 2, 4, 8, 16 et 32 secondes. Si vous voulez obtenir 64 secondes, rien ne vous empêchera de faire une première exposition à 32 secondes et une autre de la même durée. Si maintenant vous voulez 18 secondes, commencez par 16 puis continuez par 2 secondes, tout se passera alors comme si l'exposition avait duré 18 secondes.

Nous avons tout de même arrangé notre minuterie de façon à travailler sans commutation. En effet, si vous vous souvenez, nous avons dit que l'on disposait de deux modes de déclenchement. Le premier commence la temporisation au moment où le bouton est actionné, le second au moment où il est relâché. Nous avons choisi ce second mode. Ainsi, pour obtenir 18 secondes, vous maintenez le doigt pendant 2 secondes sur la touche et vous relâchez, le commutateur étant placé évidemment sur 16 secondes. L'imprécision sur les 2 secondes ne jouera pas sur le résultat de votre exposition.

Par contre, l'erreur pour la temporisation d'une seconde peut être relativement importante. Pour cette durée, on s'efforcera donc d'agir rapidement, en ayant la main légère...

Les valeurs de durée d'allumage que nous avons choisies ici correspondent à des durées pratiques rencontrées couramment en laboratoire.

Le schéma de principe de l'appareil complet est donné sur la figure 2. L'alimentation du circuit se fait au travers de la diode de redressement 1N 4005 (tension inverse de 500 V). La résistance de 27 kΩ fait chuter la tension d'alimentation ; une puissance de 1 W suffit. La résistance ne chauffe pas trop : nous l'avons installée dans une boîte de matière plastique où elle est privée d'air ; la boîte s'échauffe à peine.

Le condensateur de filtrage est un 220 µF de 10 V de tension de service. La tension de synchronisation, destinée au déclenchement par passage au zéro de la tension secteur, arrive sur la borne 17 du circuit intégré. Nous avons ici apporté une modification aux circuits proposés par le constructeur. En effet, le

montage ne fonctionnait pas avec des lampes de faible puissance. Cette carence est due à ce que l'impulsion de déclenchement du triac est trop courte pour que le courant dans le triac atteigne, à la fin de l'impulsion, une valeur supérieure au courant de maintien, courant minimum permettant de maintenir l'amorçage du triac, une fois l'impulsion de commande disparue.

Avec une charge de résistance faible (lampe de puissance plus importante), le courant de maintien est atteint plus tôt. Avec le condensateur C_2, nous retardons légèrement, par déphasage, la synchro secteur ; l'angle d'amorçage est un peu supérieur à ce qu'il serait sans ce composant. En son absence, on observe un clignotement très désagréable de l'ampoule, le triac étant un élément pas tout à fait symétrique. La modification de l'angle de passage est imperceptible. En fermant l'interrupteur S_2 pendant que la temporisation « court », on ne constate aucune variation de luminosité...

La résistance R_2 limite la valeur du courant de commande du triac. La borne 4, borne de programmation du mode de commande, est reliée au pôle positif de l'alimentation ; la tension positive est transmise par l'un des deux poussoirs à la borne 3 pour le départ. Le doublement des interrupteurs symbolise ici la réalisation qui utilise une touche de grande surface pour la commande.

Les bornes A, B et C, c'est-à-dire 5, 6, et 7 sont mises à la masse, ce qui nous donne une base de temps de 1 seconde. Un commutateur relie la borne 8 aux bornes 9 à 14 pour la programmation des durées.

Le commutateur est double. En effet, nous avons ajouté un système permettant de repérer, dans le noir, la position du commutateur.

Deux résistances additionnelles, R_6 et R_5, permettront aux deux diodes d'extrémité de luire faiblement pour permettre le repérage. La diode correspondant à la durée brillera d'un éclat plus important. Si la diode brillante est à une extrémité de l'échelle, on aura soit 1, soit 32 secondes ; de part et d'autre du centre, ce sera soit 4, soit 8 secondes. Ce repérage est assez facile, il est analogique et simple à réaliser !

L'interrupteur en parallèle sur le triac permet d'allumer l'agrandisseur. Cet allumage est indispensable pour les réglages de mise au point et le cadrage.

Réalisation

Comme vous avez pu le constater, le circuit est simple et ne demande qu'un nombre réduit de composants, surtout si on ne réalise pas l'afficheur de durée analogique.

Le circuit imprimé est donné sur la figure 3. Nous avons proposé une version dite classique, pour une version anglaise, il suffit de faire passer la rainure isolante entre deux surfaces conductrices. Si vous travaillez à la machine à graver, vous pouvez calquer le dessin du circuit et le coller sur la face composant du circuit à graver.

La figure suivante donne l'implantation des composants. Nous avons représenté également le dessin d'implantation des bornes du commutateur. Ce commutateur a des broches plates demandant un trou circulaire de 1,2 mm de diamètre, à moins que l'on ne préfère pratiquer un trou oblong à la fraise, trou tangent à un cercle.

Nous donnons également le plan pour le perçage précis des touches de déclenchement et rappelons à ce sujet que la touche Radiohm ST 1033 ne doit pas rentrer en force, sinon le contact risque de ne pas être effectif, même si l'on perçoit le déclic.

L'interrupteur est fixé dans des trous oblongs faits à la fraise.

Les diodes LED sont alignées et enfoncées de façon que leur surface supérieure arrive au niveau du boîtier choisi.

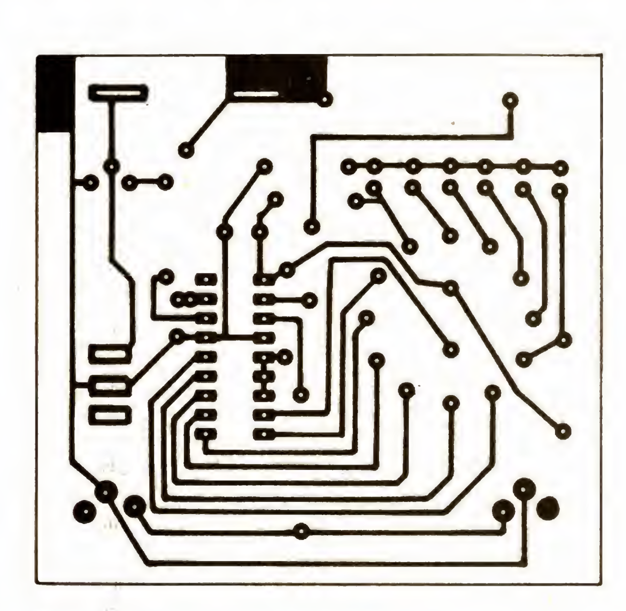


Fig. 3. – Circuit imprimé (échelle 1).

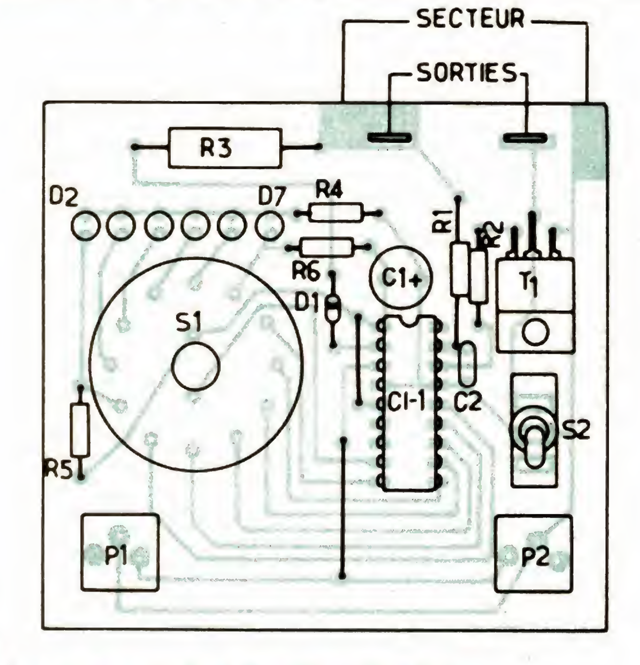


Fig. 4. – Implantation des composants.

Le triac est monté à plat, sans radiateur, si la puissance chargeant la sortie est de l'ordre d'une centaine de watts.

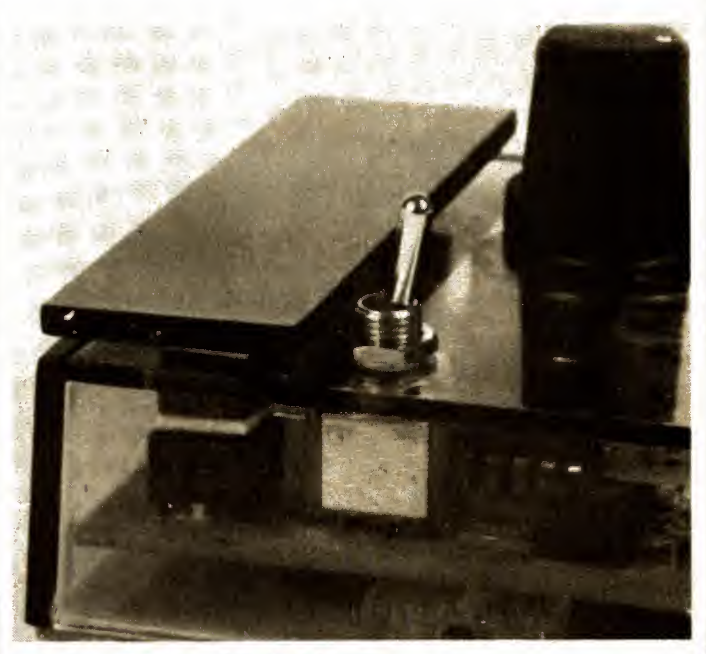
On respectera de préférence la polarité de la diode 1N4005 ; cette diode peut être présentée en boîtier plastique, boîtier relativement ancien ou, comme chez ITT, en boîtier de verre.

Nous avons monté notre temporisateur dans un couvercle de boîte de cellule. On pourra éventuellement confectionner une boîte en altuglas ou prendre n'importe quelle boîte isolante. Une boîte assez rigide sera bien entendu préférée à une autre puisqu'elle sert à la fois d'isolant et de support mécanique. Le circuit imprimé est fixé par l'écrou du commutateur et par celui de l'interrupteur. On veillera à ce que le condensateur chimique soit d'une hauteur assez réduite pour permettre au circuit de s'enfoncer suffisamment dans la boîte.

Pour la pédale de commande (fig. 7), nous avons découpé une languette de matière plastique sur laquelle deux piliers, faits de plusieurs épaisseurs d'altuglas, ont été rapportés. A chaque extrémité de chaque pilier, deux carrés de « Scotch Mount » sont collés. Ce collage est indispensable pour permettre une commande à partir de n'importe quel endroit de la touche, une touche pas toujours facile à atteindre dans l'obscurité. Ici, les diodes LED serviront à la retrouver.

Les douilles sont vissées dans la boîte et une cosse aboutit au circuit imprimé. Ces cosses permettent de maintenir mécaniquement cette extrémité du circuit imprimé.

Le fond du boîtier sera formé par une plaque de matière plastique. Nous avons utilisé ici une plaque d'altuglas dont les bords ont été usinés pour permettre un encastrement, type « façade débordante ». Cet usinage a été effectué avec notre machine à circuit imprimé dont l'usage se révèle ici fort pratique...



La minuterie en ordre de marche.

Mise au point

En fait, aucune mise au point n'est nécessaire ici. En effet, le circuit marche ou ne marche pas. En achetant des composants de bonne qualité, ne provenant pas de lots incertains, vous serez sûrs de réussir. La temporisation sera aussi précise que la période du secteur, à partir du moment où vous aurez relâché le bouton.

Nous vous conseillons de prendre certaines précautions pour la manipulation du circuit avant que celui-ci ne soit installé dans sa boîte. En effet, il est en liaison directe avec le secteur et, de ce fait, présente certains risques d'électrocution. Par ailleurs, il vous faudra le poser sur une surface préalablement débarrassée de bouts de fils ou restes de queues de résistances, ces éléments risquant de provoquer des courts-circuits...

Sur le plan manipulation, l'isolement procuré par le boîtier est suffisant. On veillera simplement à ne pas verser d'eau dans l'interrupteur de commande directe, interrupteur qui pourra, si on le désire, être recouvert d'un capuchon de caoutchouc provenant d'un compte-goutte désaffecté ou d'un capuchon de protection de certaines seringues hypodermiques...

Le bouton de sélection du temps sera en matière plastique ; l'axe de commande étant lui-même en

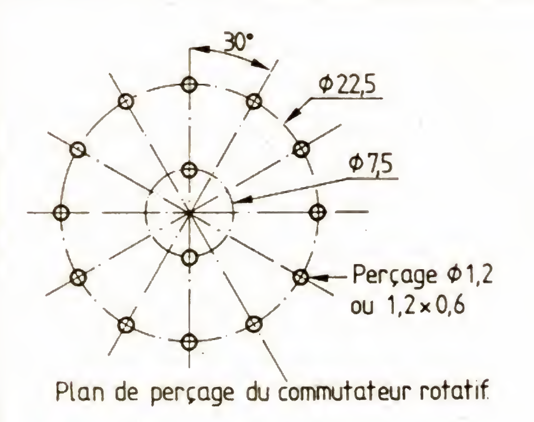


Fig. 5.

Fig. 6.

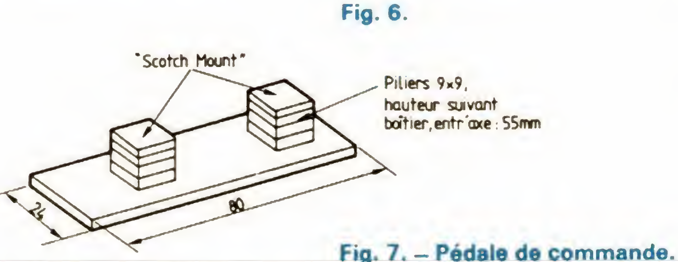


Fig. 7. – Pédale de commande.

cette matière, l'isolement sera suffisant. Les ouvertures du boîtier permettant de laisser passer les jambes du large bouton de départ seront protégées par la touche. Les risques de mise en contact avec le secteur sont donc très minimes... Si vous travaillez en atmosphère humide, prenez plutôt un boîtier en métal qui sera relié à une prise de terre que vous devrez soigneusement vérifier...

La manipulation

Cette manipulation comporte trois étapes. Pour la mise au point, on va commander directement l'allumage par l'inverseur ; on choisira ensuite la durée de l'exposition. La progression est adaptée à la photographie. Ensuite, on enfoncera rapidement la touche, à moins que l'on ne désire prolonger la durée de l'exposition.

Conclusions

Ce circuit intégré n'est pas la première minuterie à avoir été conçue par un fabricant de circuits intégrés, mais il a l'intérêt d'offrir une certaine souplesse d'emploi, permettant par exemple de commander un triac travaillant sur une charge complexe, inductive ou capacitive. On appréciera également le mode de commande de la minuterie ce qui permettra – exemple donné par Siemens –, de commander un ventilateur dans des toilettes à l'allumage de la lumière et de le couper un certain temps après la coupure de l'électricité. Les besoins en minuterie secteur sont très courants pour les applications domestiques. Le SAB 0529 rendra ici de grands services. Cette application à une minuterie d'agrandisseur montre que la réalisation d'un appareil à partir de ce circuit peut être d'une grande simplicité. On appréciera également l'absence de réglage et, si vous voulez aller un peu plus loin, vous pourrez remplacer le commutateur par un autre, à touches, qui permettra de composer diverses durées, ce qui n'est pas très utile en tirage photo...

Etienne LEMERY

Liste des composants

R_1 : résistance 560 kΩ 1/4 W
R_2 : résistance 150 Ω 1/4 W
R_3 : résistance 27 kΩ 1 W
R_4 : résistance 5,6 kΩ 1/4 W
R_5, R_6 : résistance 220 Ω 1/4 W
C_1 : condensateur chimique 220 µF 10 V sorties parallèles
C_2 : condensateur céramique 22 nF
D_1 : diode 1N4005
D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7 : diode LED rouge, diamètre 3 ou 5 mm
T_1 : TXAL 226D, triac 6 A, 400 V, Silec
P_1, P_2 : poussoirs ST 1033, Radiohm
S_1 : sélecteur rotatif 2 circuits 6 positions, A.B.
CI_1 : circuit intégré SAB 0529, Siemens
S_2 : interrupteur simple inverseur, Tekelec, Secme, APR, CK.

Bloc-notes

TANDY TRS-80 MODELE 100



Les micro-ordinateurs puissants et portatifs sont encore rares. Le TRS-80 modèle 100 de Tandy a toutes les chances de satisfaire une demande potentielle importante en ce domaine.

Ses dimensions : 5 × 31 × 21,5 cm – et son poids – 1,8 kg donnent une idée précise de sa « portabilité ». Il est en outre équipé d'un large clavier semblable à celui d'une machine à écrire et d'un écran à cristaux liquides permettant un affichage de 8 lignes de 40 caractères, défini par 240 × 64 points.

Quant à sa capacité mémoire, elle est de 32 K en mémoire morte et de 8 ou 24 K en mémoire vive (extensible par 8 K jusqu'à 32 K). En programme ROM on trouve un Basic Microsoft évolué, un traitement de textes, un agenda et système de classement Schedule, un carnet d'adresses et répertoire téléphonique Address. Notons enfin que ce micro-ordinateur a été prévu à l'origine pour l'interfaçage imprimante parallèle et télécommunication série RS-232C.

Tandy France S.A., 211, boulevard MacDonald, 75019 Paris. Tél. : 238.80.88.

AZUR TECHNOLOGY : DES CARTES IBS POUR APPLE

Azur Technology, distributeur de micro-informatique et de péri-informatique, commercialise la gamme très complète de cartes compatibles Apple de chez IBS dont la carte AP 20, microprocesseur 16 bits 68 000 + 128 K de RAM. Simplement enfichée dans un slot de l'Apple, elle ouvre à celui-ci de nouvelles dimensions dignes du meilleur des ordinateurs professionnels.

Cette carte vendue au prix TTC de 8 065 francs est disponible chez les revendeurs Azur Technology dont la liste peut être communiquée sur demande.

Azur Technology, résidence du Soleil, route des Milles, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (42) 26.32.33. Télex : 420 316.

Une alimentation de laboratoire

L'AL 2

LA réalisation que nous vous proposons ce mois-ci ne revêt peut-être pas aux yeux de certains d'entre vous une grande originalité. Quoi de plus banal en vérité qu'une alimentation stabilisée ! C'est pourquoi nous avons voulu sinon innover, du moins présenter un matériel d'une qualité professionnelle et d'un coût le plus réduit possible. L'AL 2 délivre 2 fois 30 V sous 1 A avec réglage fin de la tension et de l'intensité. Une autre source, fixe celle-là, délivre 5 V sous 1 A ce qui fait que l'appareil nous semble tout à fait adapté aux besoins de l'amateur. Si les solutions techniques que nous avons employées sont simples, les performances obtenues n'en sont pas moins à la hauteur des meilleures réalisations du commerce comme vous pourrez en juger.

I – Description de l'AL 2

a) Présentation de l'appareil

Si l'alimentation stabilisée est de toute évidence l'appareil de base de tout laboratoire, rares sont celles qui disposent de trois tensions indépendantes. Pourtant, il suffit de feuilleter les revues spécialisées pour s'apercevoir que la plupart des montages décrits demandent plusieurs sources de tensions différentes. Compte tenu de ce fait, nous avons conçu l'AL 2 qui nous permet de disposer de deux sources réglables de 3 à 30 V et d'une source fixe de 5 V.

Les deux sources de 30 V sont de plus réglables en intensité de 0 à 1 A ce qui est relativement rare, la plupart des alimentations n'étant réglables qu'à partir de 0,6 A en général.

Les excellentes performances de l'appareil proviennent en grande partie des circuits intégrés que nous avons employés pour la régulation (régulateurs intégrés) et du dimensionnement des composants passifs.

b) Performances

– Alimentation stabilisée de laboratoire à triple sortie.

1° de 3 à 30 V avec débit réglable de 0 à 1 A.

2° de 3 à 30 V avec débit réglable de 0 à 1 A.

3° +5 V fixe sous 1 A, masse reliée au châssis principal.

– Toutes sorties indépendantes et protégées contre les courts-circuits.

– Lecture directe de la tension par voltmètre sur les sorties +30 V.

– Régulation de la tension de 0,1 % sur toutes les sorties.

– Stabilité de tension de sortie en 2 heures meilleure que 0,2 %.

– Niveau de souffle résiduel : 1 mV.

– Consommation à pleine charge : 80 VA.

– Possibilité de mise en série des trois alimentations.

c) Description de l'AL 2

Avant de passer à l'étude des schémas de l'appareil, il nous semble intéressant d'en examiner le principe général de fonctionnement. L'AL 2 comporte en fait trois alimentations totalement indépendantes. Deux circuits fournissent une tension réglable de 3 à 30 V sous 1 A et un autre une tension de 5 V sous 1 A également.

Les deux premiers circuits sont bâtis autour d'un circuit spécialisé désormais bien connu : le 723. Ce circuit intégré est d'ores et déjà très répandu et nous nous bornerons ici à une présentation très succincte de ses possibilités. Il comporte tout d'abord un générateur de tension de référence, piloté par un circuit de compensation de température très élaboré, ce qui fait que nous disposons sur la broche 6 d'une tension de 7 V environ dont la stabilité est exemplaire (voir fig. 1).

Une autre partie importante du 723 est constituée par le régulateur de tension qui est un classique ampli différentiel accessible par les broches 4 (E–) et 5 (E+), la sortie s'opérant via la broche 10 (Vout) ce qui permet la commande d'un amplificateur de courant extérieur.

Un troisième élément permet de limiter l'intensité du courant débité par le montage et est accessible par les broches 2 (CL) et 3 (CS).

Nous abandonnons ici la description de ce circuit qui a déjà fait l'objet d'intéressantes études (voir Electronique Pratique n° 41, p. 137 par exemple).

L'alimentation +5 V utilise quant à elle un seul régulateur intégré. Il va donc sans dire que le montage est on ne peut plus simple.

En raison de l'emploi de circuits intégrés, l'AL 2 comporte un nombre de composants très réduit, ce qui entraîne une grande simplicité de réalisation et est un gage certain de fiabilité. Cette apparente simplicité ne doit pourtant pas faire oublier que toutes les performances de l'AL 2 sont dues aux quelque 16 transistors qui peuplent les entrailles du 723 et qu'en cas de problème lors de la mise en service, il n'est pas inutile de connaître le fonctionnement exact de l'AL 2, ce qui fait l'objet du chapitre qui suit.

II – Etude des schémas

Le schéma de la figure 2 montre le principe de fonctionnement d'une des deux alimentations +30 V, l'autre étant rigoureusement identique.

Le transfo TR_1 délivre 2 fois 30 V sous 1 A et l'obtention du continu est confiée à un redresseur en pont suivi d'un condensateur (C_2) de forte valeur (2 200 µF). Une deuxième cellule de filtrage composée de R_1 et de C_3 alimente le circuit IC_1 et contribue à améliorer la stabilité de la tension de référence. Celle-ci est disponible au point VM et un potentiomètre de 4,7 kΩ (P_2) dose la part de cette tension appliquée à l'entrée non inverseuse du 723. La valeur réelle de la tension de sortie est prélevée au point milieu du pont diviseur R_4/R_5 et est reliée

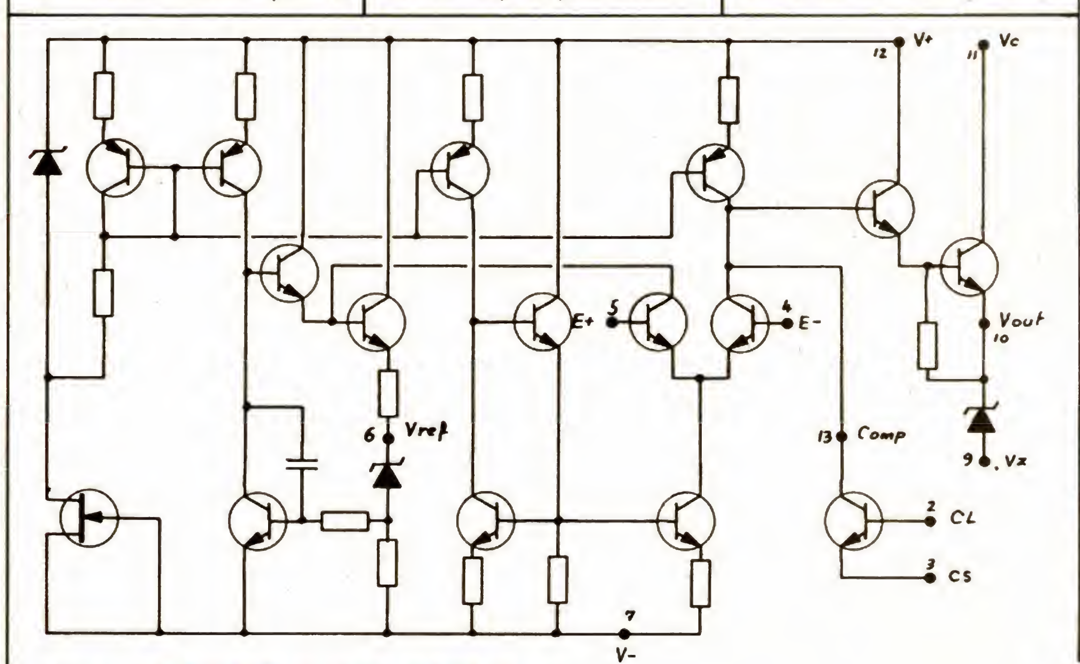


Fig. 1. – Les entrailles du circuit intégré µA 723.

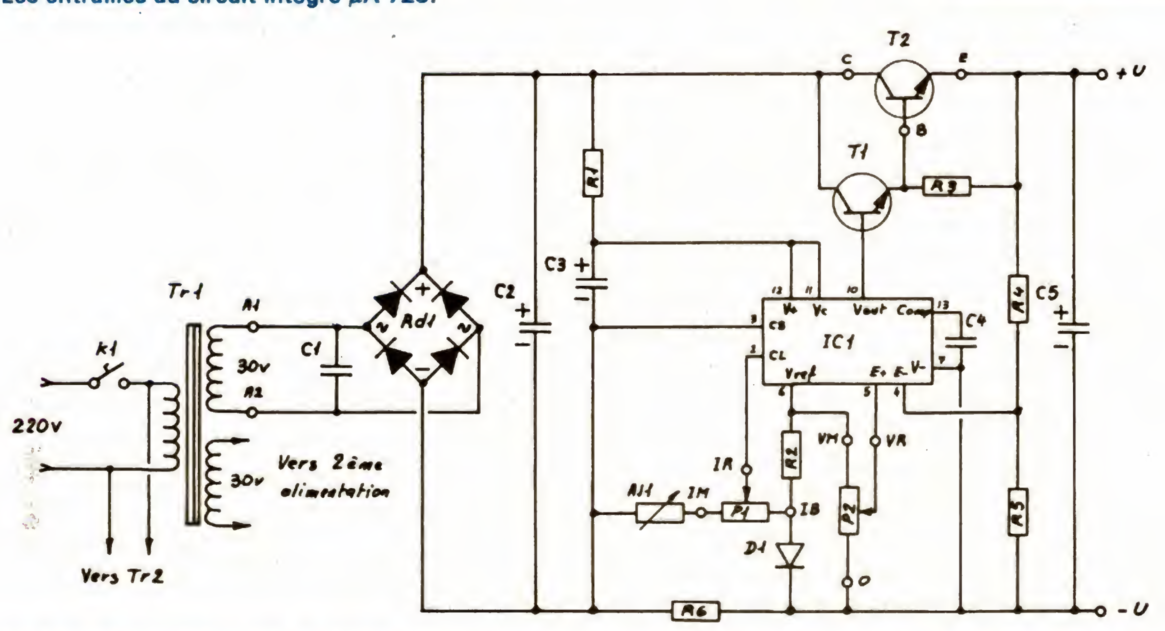


Fig. 2. – Schéma de principe d'une des alimentations +30 V. L'autre alimentation est rigoureusement identique.

à l'entrée inverseuse du régulateur.

L'amplification en courant est confiée à un montage du type Darlington formé de $T_1 + T_2$ qui sont tous deux montés sur radiateur.

La limitation du courant de sortie s'opère par la mesure de la tension aux bornes de la résistance R_6 dont la valeur est de 0,47 Ω. Le seuil de conduction du transistor de limitation de courant étant d'environ 0,6 V, nous avons polarisé l'entrée CL du 723 à cette valeur grâce à la diode D_1. Nous pouvons donc régler le courant de sortie de 0 à 1 A à l'aide de P_1, AJ_1 permettant, quant à lui, l'ajustement à 1 A de la valeur maxi du courant de sortie. Le découplage de la sortie n'a pas été oublié et C_5 (22 µF) sera monté directement sur les bornes de sortie de l'alimentation.

Comme vous pouvez le constater, il est assez difficile de faire plus simple en matière d'alimentation tout en obtenant des performances dignes d'un matériel professionnel.

L'alimentation fixe +5 V est presque rudimentaire puisqu'elle utilise un régulateur intégré du type 7805 en boîtier plastique. La figure 3 vous montre que nous avons utilisé un deuxième transfo pour alimenter cette section, les modèles à trois sorties étant aussi rares que coûteux. Le filtrage s'opère par C_{12} dont la capacité est de 2 200 µF, le régulateur est quant à lui monté sur le fond du coffret qui évacuera ainsi les calories. Le découplage de la sortie n'a pas été omis et le condensateur C_{13} est soudé sur le bornier.

L'habituel voyant de mise sous tension est constitué d'une diode LED alimentée par l'alimentation +5 V via R_{13}.

Pour un plus grand confort d'utilisation de l'appareil, nous avons prévu un voltmètre relié à l'une ou l'autre des sorties +30 V par le jeu d'un commutateur à bascule comme l'indique la figure 4. Nous avons monté, sur la maquette, un modèle de marque ELC qui est assez répandu chez la plupart des revendeurs, mais rien ne vous empêche de monter un autre modèle de dimensions compatibles avec la taille de la face avant.

La description des circuits de l'AL 2 s'achève et nous vous proposons d'en entreprendre la réalisation.

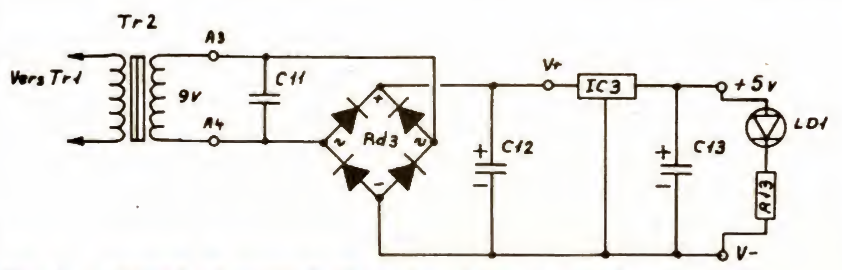


Fig. 3. – Schéma de principe de l'alimentation +5 V : la simplicité même.

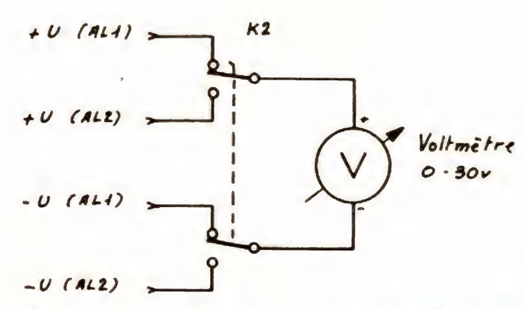


Fig. 4. – Le dispositif de commutation du voltmètre.

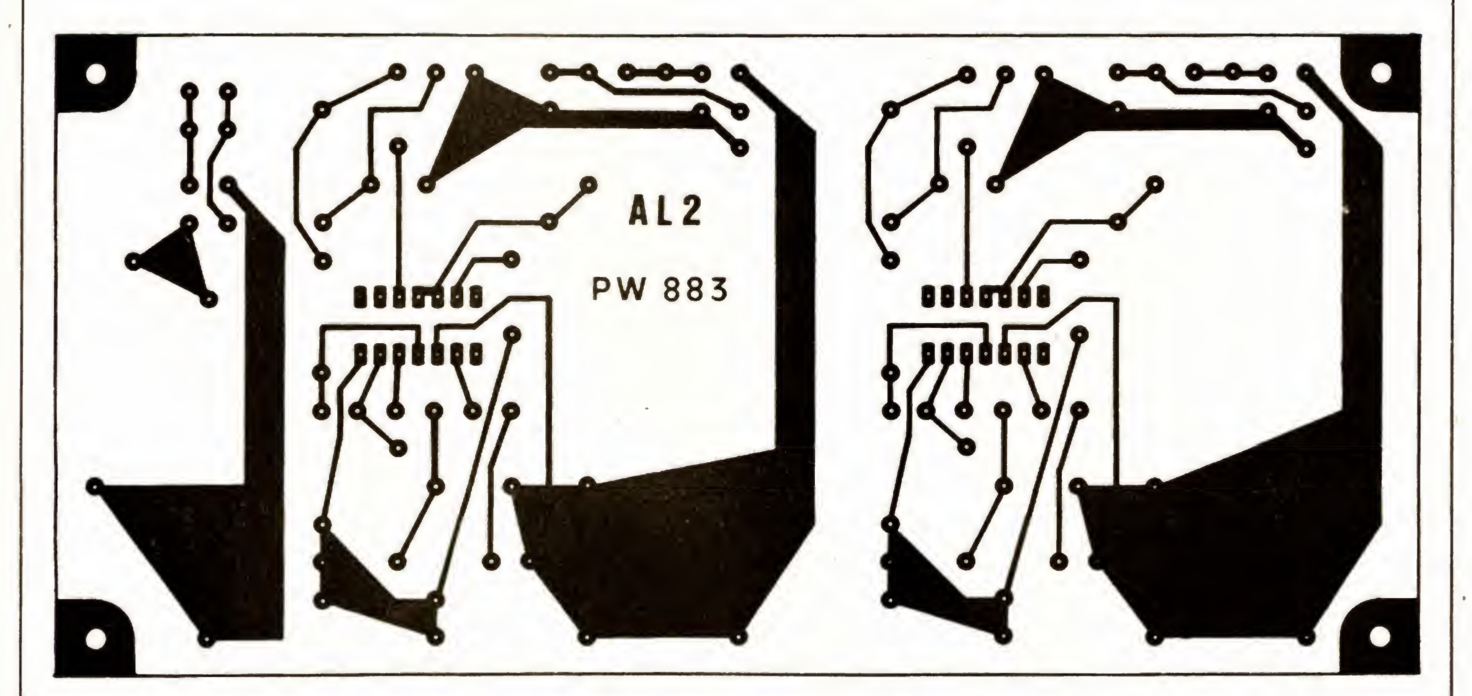


Fig. 5. – Le circuit imprimé à l'échelle 1/1. A réaliser de préférence en époxy de 15/10°.

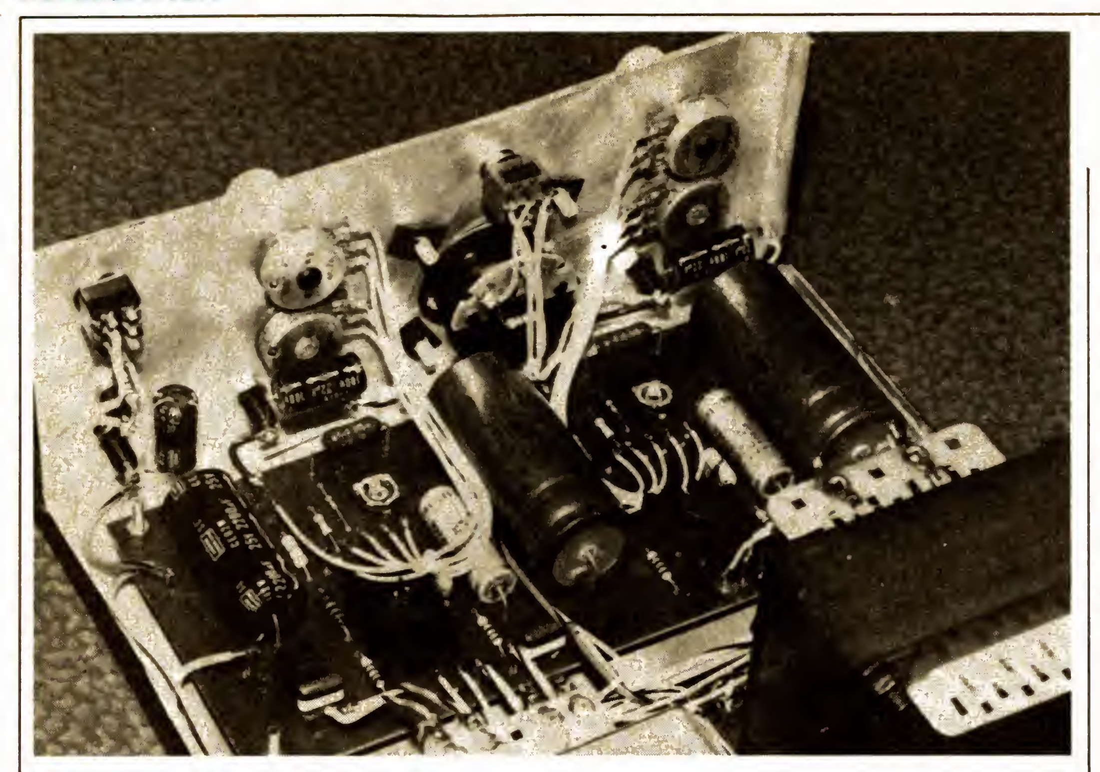


Photo 1. – Vue sur les entrailles de l'AL 2.

III – Réalisation

a) Liste des composants.

– **Résistances et potentiomètres 5 % couche carbone**

R_1 : 150 Ω 1/4 W
R_2 : 4,7 kΩ 1/4 W
R_3 : 150 Ω 1/4 W
R_4 : 15 kΩ 1/2 W
R_5 : 3,9 kΩ 1/2 W
R_6 : 0,47 Ω 5 W, 5 % bobinée
R_7 : 150 Ω 1/4 W
R_8 : 4,7 kΩ 1/4 W
R_9 : 150 Ω 1/4 W
R_{10} : 15 kΩ 1/2 W
R_{11} : 3,9 kΩ 1/2 W
R_{12} : 0,47 Ω 5 W, 5 % bobinée
R_{13} : 220 Ω 1/4 W
AJ_1, AJ_2 : 4,7 kΩ ajustable miniature, piste carbone

– **Potentiomètres Radiohm, axe de 6 mm :**

P_1, P_3 : 2,2 kΩ
P_2, P_4 : 4,7 kΩ

– **Condensateurs 250 V Mylar :**

C_1 : 0,1 µF
C_4 : 4,7 nF
C_6 : 0,1 µF
C_9 : 4,7 nF
C_{11} : 0,1 µF

– **Condensateurs 63 V chimique :**

C_2 : 2 200 µF
C_3 : 100 µF
C_5 : 22 µF
C_7 : 2 200 µF
C_8 : 100 µF
C_{10} : 22 µF
C_{12} : 2 200 µF, 25 V, chimique
C_{13} : 22 µF, 40 V, chimique

– **Semiconducteurs :**

IC_1, IC_2 : µA 723, SFC 2723, LM 723 CN, etc., boîtier DIL14
IC_3 : 7805 boîtier TO 220
RD_1, RD_2, RD_3 : pont moulé 200 V/3 A
T_1 : 2N 1711, 2N 1613, 2N 2219
T_2 : 2N 3055 + montage isolant
T_3 : 2N 1711, 2N 1613, 2N 2219
T_4 : 2N 3055 + montage isolant
D_1, D_2 : 1N 914, 1N 4148
LD_1 : voyant LED rouge Ø 5 mm

– **Matériel divers :**

TR_1 : transfo 220/2 × 30 V, 75 VA
TR_2 : transfo 220/9 V, 22 VA

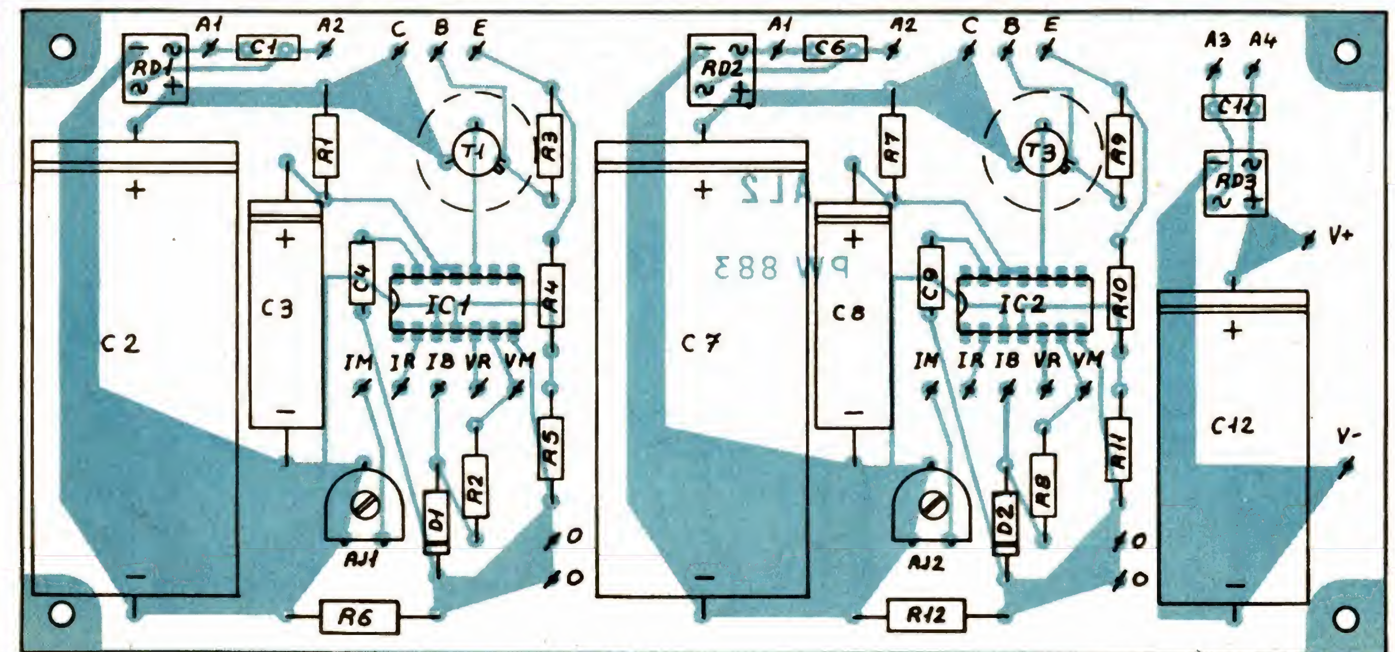


Fig. 6. – Implantation des composants sur le circuit imprimé. Il est préférable de coller les condensateurs C_2 et C_7 en raison de leur masse.

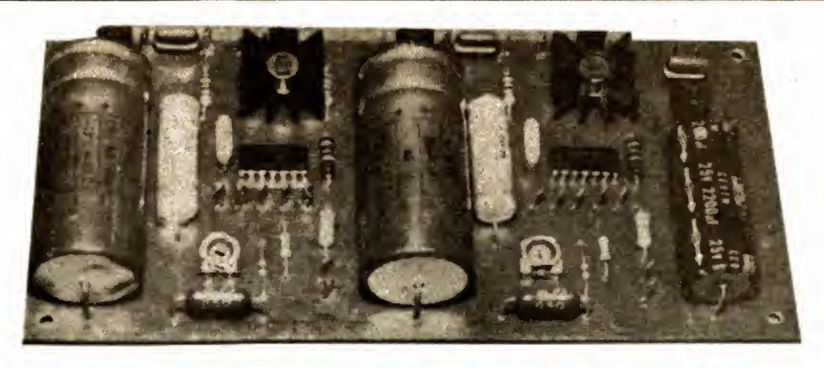


Photo 2. – Le circuit est câblé. Notez la disposition rationnelle des composants.

2 radiateurs pour boîtier TO5
2 radiateurs pour boîtier TO3
28 cosses « poignard »
4 entretoises laiton 4 × 5 mm pour vis de 3 mm
1 voltmètre 0-30 V (ELC sur la maquette)
1 circuit imprimé époxy ou bakélite (voir texte)
1 inter miniature 1 circuit 7101 C & K
1 inter miniature 2 circuits 7201 C & K
3 douilles « banane » ∅ 2 mm rouges
3 douilles « banane » ∅ 2 mm noires
1 coffret tôle d'alu de 10/10e (voir texte)
4 boutons ELCEY ∅ 16 mm avec index
6 boulons 4 × 10
10 vis à tôle de 3 × 10
5 boulons de 3 × 10
2 cosses à souder
1 passe-fil
1 cordon-secteur
NB : tous les composants nécessaires à cette réalisation sont distribués par les Ets Selectronic à Lille.

b) Le circuit imprimé

Le tracé de ce dernier est indiqué à l'échelle 1/1 sur la figure 5 et sa simplicité fait qu'il peut être reproduit sans aucun problème par les méthodes classiques. Le circuit ayant à supporter des composants assez lourds, nous vous conseillons d'employer de l'époxy de 15/10e.

Après gravure et étamage, percez tous les trous en fonction des composants (0,8 mm pour la plupart, 1 ou 1,2 mm pour les condensateurs et ajustables) et implantez-les en suivant les indications de la figure 6. Les deux condensateurs de 2 200 µF seront de préférence collés à même le circuit avant leur soudage, afin d'éviter toute rupture de leurs connexions due à leur déplacement.

Fig. 7. – Le boîtier à réaliser en tôle d'alu de 10/10e, pliages vers l'arrière.

Tous les composants étant à leur place, soudez les quatre entretoises de fixation sur les pastilles prévues à cet effet et entamez-les légèrement à l'aide d'une pince coupante afin que les vis à tôle « mordent » correctement.

c) Le boîtier

Comme de coutume, nous l'avons réalisé nous-même en tôle d'alu de 10/10e, mais rien ne vous empêche, bien entendu, d'utiliser un coffret tout fait du commerce. A l'aide des figures 7 et 8, découpez, pliez et percez le boîtier et son couvercle en tenant compte des cotes exactes des composants dont vous disposez (voltmètre, transfos, douilles en particulier).

Ce travail terminé, décorez votre coffret en reproduisant sur un carton à dessin la face avant visible sur les photographies qui illustrent cet article. Après collage sur le boîtier, il est préférable de recouvrir la face avant d'une feuille de plastique adhésif transparent et de peindre le boîtier à l'émail à froid du type « ferronnerie ».

Installez à présent tous les composants à l'intérieur et prenez soin de monter correctement les transistors de puissance sur leurs radiateurs, car il faut absolument que leurs connexions soient isolées de la masse du châssis. Les radiateurs seront largement dimensionnés car il ne faut pas oublier que les transistors, qui y sont montés, auront chacun une bonne trentaine de watts à dissiper. Nous n'avons pas indiqué de modèle de radiateur particulier, car il en existe une quantité prodigieuse de formes diverses, mais notez que les dimensions retenues sur la maquette sont : 80 × 80 × 30 mm.

d) Le câblage

Les liaisons étant peu nombreuses, nous n'avons pas jugé utile d'établir un plan de câblage, les schémas et la figure 6 nous semblant suffisants pour mener cette opération à bien.

A l'aide de fil rigide d'une section minimale de 1 mm², reliez A_1 et A_2 au transfo, T_2 à C et à la borne +U, T_3 à C et à l'autre borne +U et enfin 0 à la borne –U. Avec du fil de même section, câblez l'alimentation +5 V et ménagez dans les deux cas des liaisons les plus courtes possibles.

A l'aide de fil rigide de 5/10e, reliez entre eux tous les autres composants en vous aidant du schéma et soudez enfin les trois condensateurs de découplage directement sur les borniers de sortie.

La réalisation proprement dite de l'AL 2 est terminée et il ne nous reste plus qu'à procéder aux essais.

e) Mise en service

Après une vérification méticuleuse du montage,

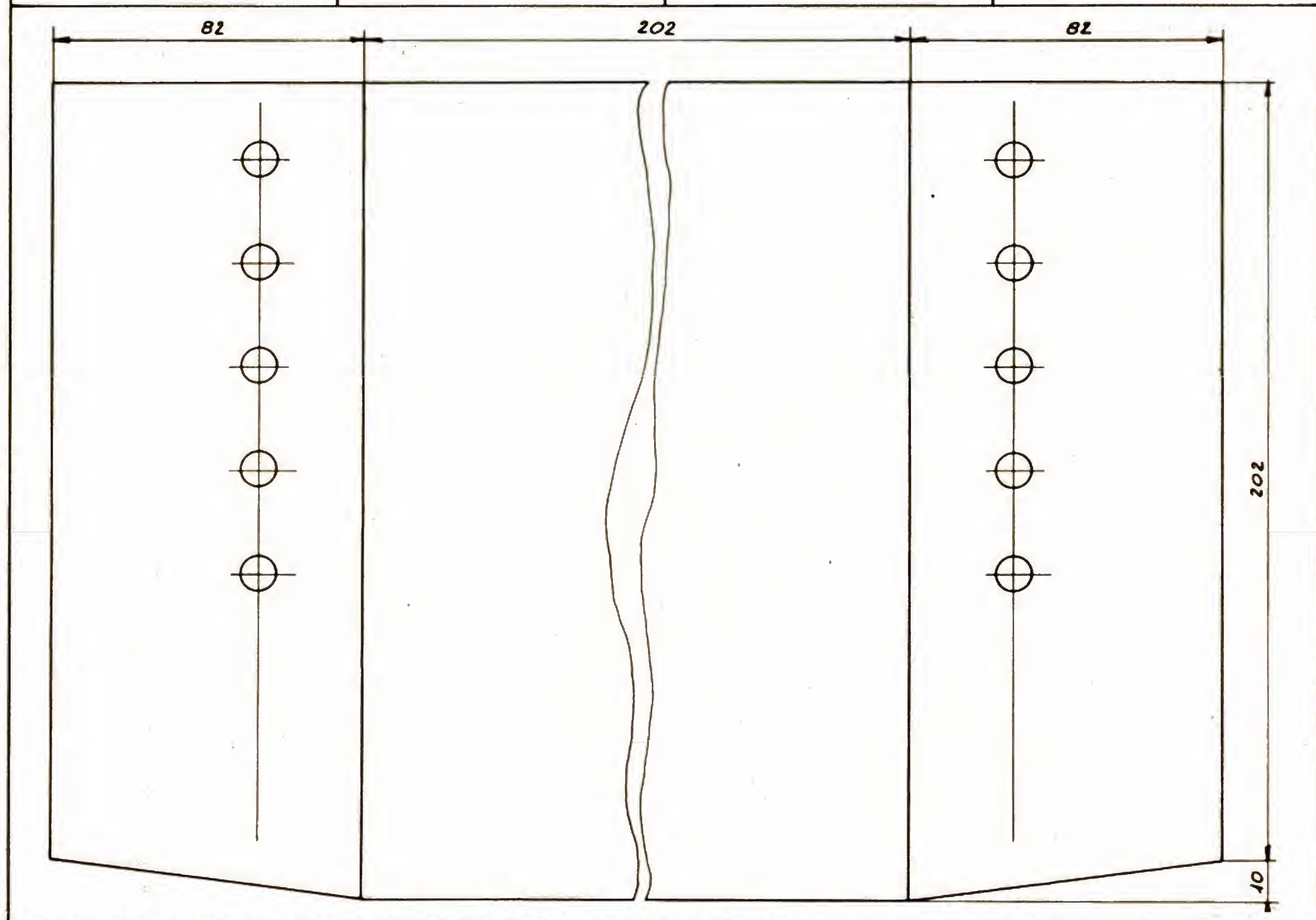


Fig. 8. – Le couvercle à réaliser en tôle d'alu de 10/10e, pliages vers l'arrière.

reliez un voltmètre aux bornes de C_2 et mettez l'appareil sous tension. Vous devez lire environ 40 V et le même résultat doit être observé aux bornes de C_7. Aux bornes de P_2 et de P_4, vous devez lire la valeur de la tension de référence qui est de l'ordre de 7 V et une tension de 0,6 V doit être observée aux bornes des diodes D_1 et D_2.

Notez que l'action sur P_2 ou P_4 fait varier la tension de 3 à 33 V environ et que celle-ci s'annule lorsque P_1 ou P_3 sont au minimum.

Pour régler l'intensité de sortie, reliez un ampèremètre au bornier et placer P_1, P_2 et AJ_1 à mi-course. Après mise sous-tension, mettez P_1 et P_2 en butée vers le maximum et réglez AJ_1 jusqu'à la lecture d'une intensité de 1 A. Procédez à présent de même avec l'autre alimentation en agissant cette fois sur P_3, P_4 et AJ_2.

Le fonctionnement de l'alimentation +5 V doit être immédiat en raison de sa simplicité extrême et vous devez lire une tension de 5 V dès la mise en marche de l'appareil. Suivant les modèles de régulateurs intégrés, le courant débité peut varier de 1 à 1,5 A et nous vous rappellons que ces circuits disposent d'un dispositif de protection thermique ce qui les rend quasi indestructibles.

La description de l'AL 2 se termine et nous pensons que sa réalisation devrait tenter un grand nombre d'amateurs tant il est vrai qu'une alimentation de qualité se doit de figurer dans tout labo.



Photo 3. – Vue de l'appareil terminé.

Ph. WALLAERT

Bloc-notes

UN VIDEO (OU AUDIO) DISQUE NUMERIQUE EFFAÇABLE, A ENREGISTREMENT ET LECTURE OPTIQUES

Perfectionnant des technologies, également étudiées par plusieurs concurrents, Matsushita vient de réussir la mise au point du premier disque numérique à lecture optique, pouvant être enregistré, puis effacé plus d'un million de fois, sans perte de qualité, avant d'être réenregistré.

La sensibilité du disque Matsushita, d'une capacité de 10^9 octets, permet d'enregistrer directement, en temps réel, des images télévisées. Il semble que cette récente invention sera, au moins au début, exploitée dans les domaines vidéo et informatique. A première vue, le procédé Matsushita surclasserait l'enregistrement magnétique vertical, de même que les supports à base de poudres métalliques ; mais il est trop tôt pour en juger, du point de vue économique ; d'autant qu'il n'est pas fixé de date pour commercialiser le produit.

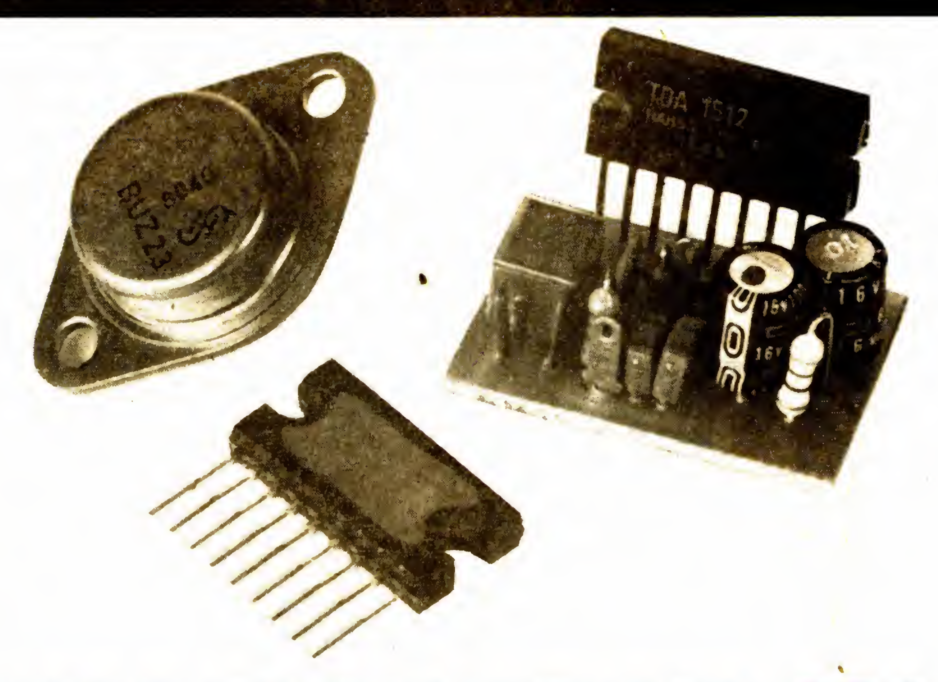
Le disque optique effaçable utilise, lui aussi, un composé à base de sous-oxyde de tellure, dont le coefficient de réflexion change par élévation de température (structure cristalline devenant amorphe), mais en y incorporant du germanium, de l'indium, et du plomb. Avec deux lasers, de puissances et longueurs d'onde différentes, Matsushita obtient la réversibilité du phénomène. Pendant l'enregistrement, le composé cristallin, de haut pouvoir réflecteur, devient amorphe et terne ; le contraire se produit lors de l'effacement. Le laser, à semi-conducteur, d'enregistrement et lecture, travaille avec une longueur d'onde de 0,83 μm et 8 mW de puissance. Le laser d'effacement, également à semi-conducteur, a une puissance de 10 mW et 0,78 μm de longueur d'onde (l'un et l'autre utilisent le même système optique).

Le disque Matsushita ne semble pas tellement plus grand qu'un « Compact Disc » ; 15 000 images vidéo peuvent y être stockées, puis individuellement sélectionnées, en moins d'une 1/2 seconde. (d'après « Wireless World », août 1983). R.L.

APRES PARIS ET MARSEILLE : OUVERTURE D'UNE JCR BOUTIQUE A LYON.

Située en plein cœur de la ville, 313, rue Garibaldi dans le 7e arrondissement, ce nouvel établissement offre depuis le 15 septembre, tous les produits Micro-Informatique, avec le service JCR.

Comme dans les autres « JCR Boutique », vous y trouverez toutes les grandes marques de l'informatique : Apple, Sharp, Commodore, Thomson, Oric, Victor Lambda, Epson, Seikosha, etc., mais aussi le plus vaste choix de logiciels, périphériques et accessoires, rares ou courants, qui vous permettra d'obtenir le maximum de votre matériel.



AMPLIFICATEUR HI FI à alimentation asymétrique

CE petit amplificateur à circuit intégré est capable de répondre aux normes HiFi. Sa puissance de sortie peut dépasser les 10 W requis et son taux de distorsion est situé dans les limites imposées par les normes.

Ce type d'amplificateur est simple à mettre au point (ça marche ou ça ne marche pas), il a l'avantage d'être d'une taille extrêmement réduite, compte tenu du faible nombre de composants utilisés. Si on compare la taille d'un amplificateur de cette puissance avec un autre de puissance égale, mais réalisé dans les années 1965, on se rend compte des progrès accomplis : l'ampli n'est guère plus gros qu'un boîtier de transistor TO 3. En 1965, il aurait fallu deux de ces boîtiers et beaucoup d'autres composants.

Cet amplificateur est construit autour d'un circuit intégré de RTC baptisé TDA 1512 : c'est un circuit proposé depuis déjà plusieurs années et dont les performances sont très intéressantes comme vous allez pouvoir en juger.

Le circuit intégré s'alimente sur une tension maximale de 35 V, tension que l'on ne devra pas dépasser. Son boîtier est plat et se visse par deux trous ménagés de part et d'autre ; il est donc très facile à fixer et ne demande pas d'usinage de radiateur. Sa puissance de sortie est assez élevée et son taux de distorsion peut descendre facilement au-dessous de 0,1 %.

Le schéma de principe est donné figure 1. Il s'apparente à celui du montage d'un amplificateur opérationnel. En fait, nous avons bien une configuration identique. L'entrée non inverseuse reçoit la tension d'entrée. Le circuit dispose d'un réseau de polarisation interne qui permet de fixer la tension continue de l'entrée. Un filtrage par C_2 réduit l'influence des variations de la tension d'alimentation.

La sortie, borne 5, réinjecte sur l'entrée inverseuse une tension de contre-réaction. Le condensateur C_3 élimine la composante continue et permet d'avoir une contre-réaction totale en continu tandis que la contre-réaction est définie en alternatif par la valeur de R_2 et R_3.

Le condensateur C_3 permet de jouer sur le gain aux fréquences les plus basses ; en réduisant sa valeur, on va atténuer l'extrême grave.

Sur la borne 3 du circuit intégré, nous avons un réseau de stabilisation qui évite des instabilités du circuit intégré. En parallèle sur

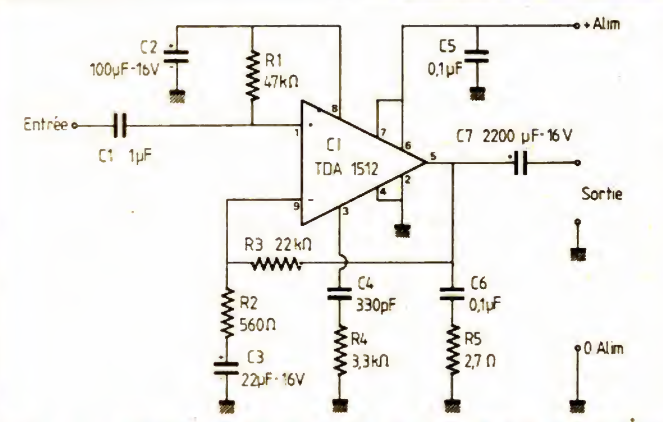
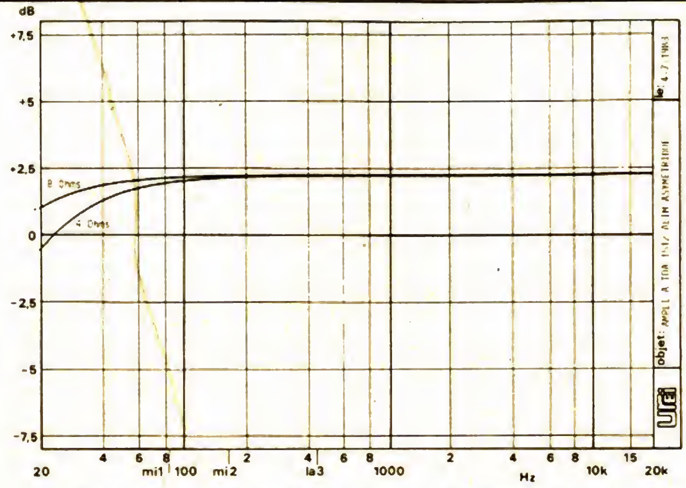


Fig. 1. – Schéma de principe de l'amplificateur à alimentation asymétrique.

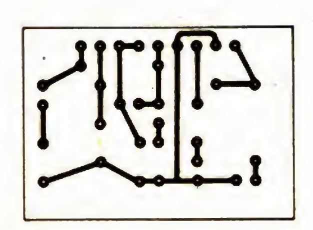
la sortie, nous avons un autre réseau que l'on retrouve sur tous les amplificateurs destinés à alimenter des enceintes acoustiques.

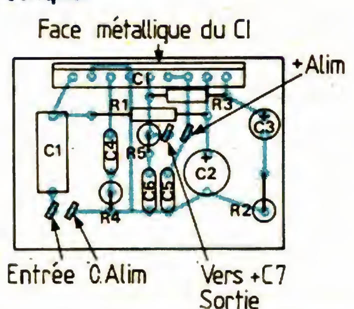
Le filtrage d'alimentation est assuré par des condensateurs que nous n'avons pas fait figurer ici. C_5 assure un découplage aux fréquences hautes, il est placé à proximité du cicuit intégré. Un condensateur chimique de forte valeur évite de faire passer une composante continue dans le haut-parleur.

Précisons également, ce qui ne se voit pas ici, que l'amplificateur est protégé par une limitation interne de courant et une sécurité thermique ; si vous avez oublié de mettre un radiateur, le circuit se défendra tout seul...



Courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur à sortie sur condensateur et alimentation symétrique.





Tension d'alimentation	24 V	30 V
Consommation P max./4 1 kHz	0,68 A	0,84 A
Consommation P max./8 1 kHz	0,42 A	0,52 A
Consommation P max./4 10 kHz	0,9 A	1,02 A
Consommation P max./8 10 kHz	0,6 A	0,75 A
Puissance max./4 Ω	8,5 W	13,5 W
Puissance max./8 Ω	5,3 W	8,6 W
Distorsion 1 kHz 4 Ω	0,03 %	0,04 %
Distorsion 1 kHz 8 Ω	0,02 %	0,03 %
Distorsion 10 kHz 4 Ω	0,25 %	0,4 %
Distorsion 10 kHz 8 Ω	0,15 %	0,14 %
Transformateur	20 V	24 V

Réalisation

Nous avons prévu, pour cet amplificateur, un tout petit circuit imprimé. Nous aurions évidemment pu y installer le condensateur de sortie, mais cette solution aurait été peu rationnelle, l'amplificateur aurait été considérablement plus grand, ce que nous ne voulions pas.

Le câblage se fera sur circuit imprimé, on notera une disposition particulière du conducteur de masse : les bornes d'entrée du circuit intégré sont disposées de part et d'autre du boîtier.

Le circuit intégré peut être soudé sur la plaquette ou installé dans un connecteur femelle pour circuit imprimé « Lumberg » dont les trous conviennent parfaitement à cet usage.

On respectera la polarité des condensateurs chimiques, c'est la moindre des précautions.

Le circuit intégré sera fixé sur un radiateur dont la dimension sera choisie en fonction de l'utilisation que l'on veut faire de l'amplificateur. Une surface de radiateur de 1 dm^2 (alu de 4 mm) doit suffire.

Le condensateur C_7 sera branché entre la sortie de l'amplificateur et celle du circuit intégré.

Performances

Tout d'abord, nous donnons la courbe de réponse en fréquence, elle a été relevée à pleine puissance

avec deux charges différentes : 4 et 8 Ω. On voit ici l'influence de la valeur de la capacité aux fréquences basses.

Le tableau donne diverses mesures effectuées avec deux tensions d'alimentation, 24 et 30 V. Il est possible de faire grimper la tension d'alimentation à 35 V, on bénéficiera alors d'une puissance de sortie plus importante. Les puissances données ici le sont à la limite de l'écrêtage, le taux de distorsion est indiqué, lui aussi, à la limite de l'écrêtage. Pour ces essais, l'alimentation était due à un transformateur suivi d'un redresseur double alternance avec filtrage par un condensateur de 2 200 µF.

La tension est mesurée avec un voltmètre aux bornes de l'amplificateur. Attention, compte tenu de la résistance interne du transformateur, la tension à vide de l'alimentation peut dépasser les 35 V si le secteur fait plus de 220 V ou si cette résistance interne est très élevée, cas des transformateurs de petite puissance. La consommation indiquée ici permettra de dimensionner l'amplificateur. Nous vous proposerons ultérieurement une alimentation simple pour cet amplificateur.

L'impédance de sortie est de 0,1 Ω, elle est due au condensateur de sortie.

Le rapport signal/bruit non pondéré est de 89 dB sans pondération et de 102 dB avec pondération.

Le temps de montée est de 1,4 µs, la vitesse de balayage en tension de 20 V/µs.

Conclusion

Cette technique permet de réaliser des amplificateurs simples, faciles à câbler et dont les performances sont d'un très haut niveau. La mini HiFi est à votre portée...

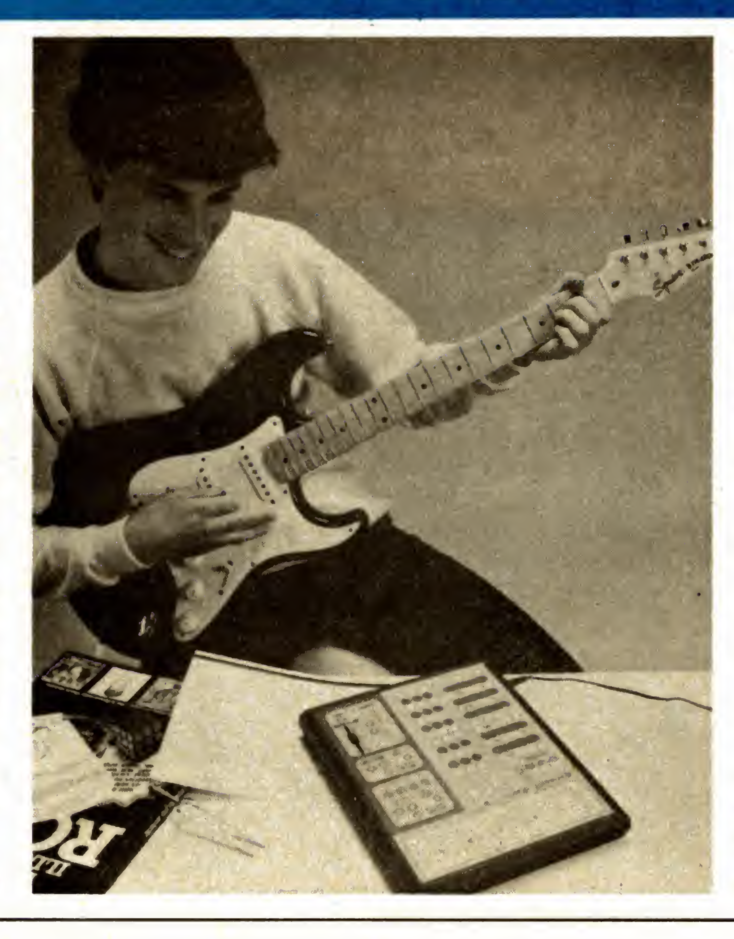
Liste des composants

Résistances
R_1 : 47 kΩ, 1/4 W
R_2 : 560 Ω, 1/4 W
R_3 : 22 kΩ, 1/4 W
R_4 : 3,3 kΩ, 1/4 W
R_5 : 2,7 Ω, 1/4 ou 1/2 W

Condensateurs
C_1 : 1 µF, 100 V, plastique, Siemens 10 mm MKT
C_2 : 100 µF, 16 V, chimique
C_3 : 22 µF, 16 V, chimique
C_4 : 330 pF, céramique
C_5, C_6 : 0,1 µF, 100 V, plastique, Siemens 5 mm MKT
C_7 : 2 200 µF, 16 V, chimique
C.I. : circuit intégré TDA 1512, RTC.

Bloc-notes

POUR APPRENDRE LA GUITARE : UNE NOUVELLE METHODE ELECTRONIQUE HARMONIC MASTERS « A »



Une nouvelle méthode électronique arrive sur le marché pour apprendre plus vite la guitare sans notions de musique ou presque.

Harmonic Masters « A » est une invention pour les débutants qui aiment la musique.

Cet appareil comporte trois fonctions essentielles pour apprendre simplement et facilement.

1 – Un dictionnaire d'accords

On peut, par simple pression sur une touche, connaître la composition de tous les accords qui peuvent être « chiffrés » dans une partition et ainsi visualiser sur écran lumineux la position des doigts sur le manche d'une guitare pour jouer les accords indispensables à l'accompagnement.

2 – Un répétiteur d'accords

On peut mettre en mémoire jusqu'à 220 accords, les assembler de façon à composer un accompagnement autant de fois qu'il sera nécessaire pour apprendre et progresser.

Le tempo choisi est déterminé par un métronome électronique ce qui permettra à l'amateur de jouer lentement au début, puis de plus en plus vite.

3 – Un transposeur d'accords

Qui permet de transposer demi-ton par demi-ton, instantanément, une harmonie programmée dans un autre ton.

Ses dimensions : 26 × 20 cm

Pour tout renseignement complémentaire : Société Fralsen Horlogerie, département Electronique, 168, avenue Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-sur-Seine

La page du ZX 81



REALISEZ une extension RAM 16 K compacte et économique

NOUS vous avons déjà présenté, dans le cadre de cette série d'articles, une extension RAM 16 K pour le ZX 81. Nous avions utilisé pour la réaliser des mémoires MK 4516 monotension dont la mise en œuvre et le fonctionnement ont donné toute satisfaction à nombre d'entre vous. Malheureusement, ces mémoires étaient et sont toujours assez coûteuses, ce qui fait que le bénéfice que l'on peut espérer obtenir en réalisant soi-même une telle carte est assez limité. Bien entendu, il y a le plaisir du montage proprement dit, mais cela ne suffit pas toujours.

L'introduction sur le marché, depuis quelques mois de nouvelles mémoires par Texas Instruments nous permet aujourd'hui de vous présenter une nouvelle extension RAM 16 K, tout aussi simple à réaliser que la précédente, plus compacte et surtout moins chère. En effet, un seul boîtier de ces nouvelles mémoires remplace quatre boîtiers de 4516 de notre précédente description, alors que le prix n'est que de 10% plus élevé environ. Le prix de revient global de cette nouvelle extension est donc compris entre le tiers et la moitié de celui de notre précédente carte, ce qui le rend très compétitif vis-à-vis des extensions du commerce.

Les TMS 4416

Comme nous l'avons déjà dit en introduction, ces mémoires TMS 4416 ont été introduites sur le marché (au niveau amateur tout du moins) depuis assez peu de temps, ce qui est un peu dommage car leur organisation interne est extrêmement intéressante. En effet, les RAM dynamiques de forte capacité actuelles, à savoir les mémoires de 64 K-bits, sont toutes organisées en mots de 1 bit. Si l'on veut réaliser une mémoire pour un micro-ordinateur classique, l'on met, par exemple, huit boîtiers côte à côte et l'on a ainsi un plan mémoire de 64 K-octets. Si l'on veut seulement 16 K, comme pour le ZX 81, ces mémoires ne présentent aucun intérêt, compte tenu de leur organisation interne.

Voyant cela, Texas a introduit sur le marché des mémoires de 64 K-bits également mais qui sont organisées en 16 K-mots de 4 bits. En d'autres termes, il suffit de deux boîtiers de ce type pour faire nos 16 K-mots de 8 bits de RAM, ce qui est très avantageux.

Ces mémoires sont évidemment des mémoires dynamiques puisque c'est seulement avec ce procédé que l'on peut atteindre une telle capacité par boîtier. Comme ce sont des mémoires dynamiques, il va falloir prévoir sur notre carte la circuiterie de multi-

plexage d'adresse et de rafraîchissement, comme nous allons le voir.

La figure 1 présente le synoptique interne de ces mémoires ; l'on y reconnaît le plan mémoire de 64 K-bits proprement dit, qui est commandé par deux jeux d'amplificateurs « lignes » et « colonnes ». Les lignes d'adresses arrivant sur ce boîtier sont au nombre de huit et sont donc multiplexées et mémorisées au niveau des amplis « lignes » et « colonnes ». Les données issues ou appliquées au plan mémoire passent par des amplis de données bidirectionnels, et l'ensemble de la mémoire est géré par un bloc baptisé « logique de contrôle ». Contrairement aux 4516 utilisées dans notre précédente réalisation, ces mémoires ne disposent pas d'une circuiterie de rafraîchissement intégrée, et il va donc nous falloir faire celle-ci en externe.

Précisons, pour en terminer avec cette présentation, que ces mémoires sont encapsulées dans des boîtiers 18 pattes et qu'elles sont, bien sûr, monotension 5 V.

Synoptique de la carte

Il vous est présenté figure 2, et nous est quasiment imposé par la structure interne des mémoires. Les données issues de celles-ci sont reliées directement aux lignes de données du ZX 81. Les adresses venant du ZX sont scindées en deux groupes : A_0 à A_7 d'une part, et A_8 à A_{13} d'autre part. Ces deux groupes sont appliqués à deux multiplexeurs qui se chargent de les relier à tour de rôle aux lignes A_0 à A_7 des mémoires. Le multiplexeur du bas de la figure 2 reçoit, d'autre part, les sorties d'un compteur par 256 qui n'est autre que le compteur de rafraîchissement.

Les multiplexeurs et le compteur sont commandés par un bloc logique dans lequel réside toute la substantifique moelle de la carte, puisque c'est de lui que dépend le respect des chronogrammes des signaux appliqués aux mémoires.

Ce synoptique, fort simple, conduit à un schéma qui ne peut être que fort simple également, et que nous allons vous présenter maintenant.

Le schéma

Il est visible figure 3 et, comme nous avons adopté pour le faire la même disposition que pour le synoptique, il vous est facile de le comparer avec la figure 2 pour y retrouver les divers blocs fonctionnels dont nous venons de parler.

Nous voyons les deux mémoires dont toutes les lignes de même nom sont reliées entre elles, sauf en ce qui concerne les données, bien sûr. Sur la partie droite de la figure, nous reconnaissons deux fois deux circuits 74157 qui sont des multiplexeurs ou, plus exactement, des quadruples commutateurs. Selon le niveau de l'entrée S, c'est l'une ou l'autre des entrées A ou B qui se trouve reliée à la sortie correspondante.

Les deux multiplexeurs du haut commutent les adresses, d'une part, et la sortie des multiplexeurs du bas, d'autre part. Les multiplexeurs du bas commutent les adresses et les sorties du compteur de rafraîchissement. Ce dernier est un double compteur 4 bits, permettant ainsi d'atteindre 256 qui est la valeur nécessaire pour ces mémoires.

La logique qui pilote cet ensemble est relativement simple ; il faut dire que nous l'avons conçue après une étude soigneuse des

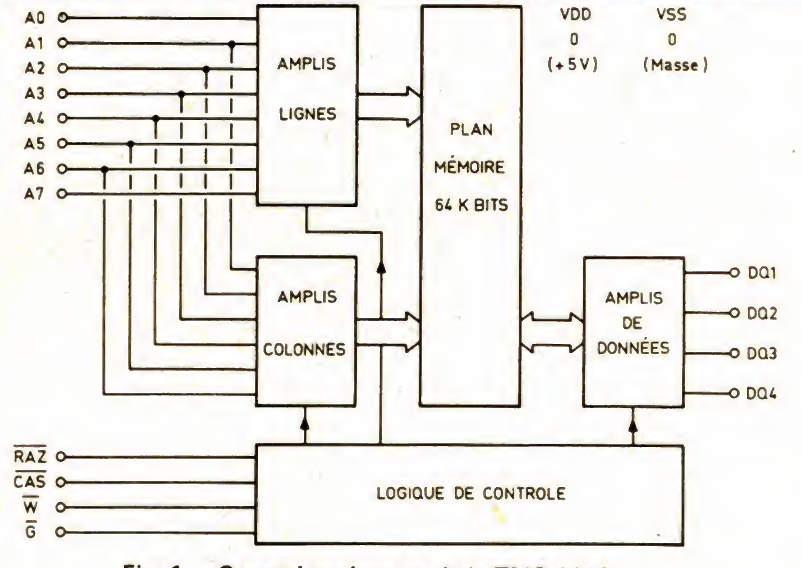


Fig. 1. – Synoptique interne de la TMS 4416.

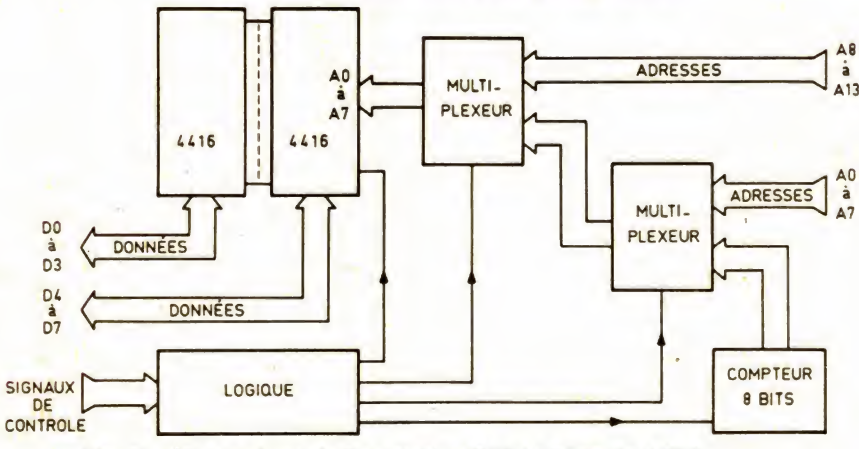


Fig. 2. – Synoptique de l'extension RAM à base de 4416.

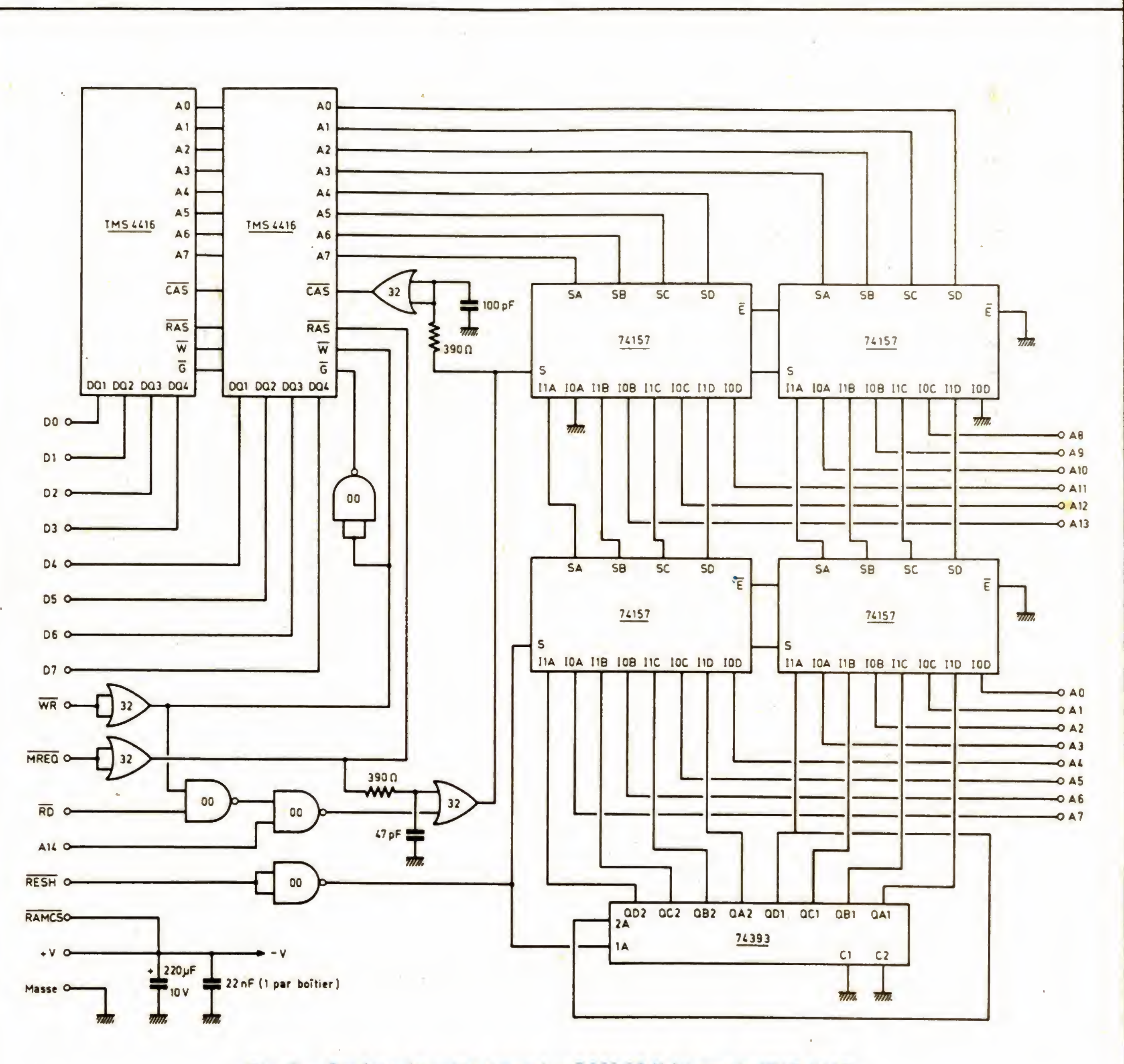


Fig. 3. – Schéma de notre extension RAM 16 K à base de TMS 4416.

chronogrammes du ZX 81, ce qui ne doit pas être le cas de toutes les cartes de ce type que nous avons pu avoir entre les mains.

La ligne d'adresse A_{14}, tout d'abord, réalise la validation ou non de la carte selon qu'elle est à 1 ou à 0 ; l'espace mémoire compris entre 0 et 8192 étant, en effet, réservé à la ROM Basic du ZX et à d'éventuelles cartes d'entrées/sorties, comme nous l'avons présenté dans nos précédents articles sur la carte d'interface parallèle.

La ligne WR pilote directement la ligne W des mémoires, qui est l'entrée autorisant l'écriture dans celles-ci, tandis que RD et MREQ servent, au moyen d'une logique adéquate, à fabriquer les deux signaux RAS et CAS commandant le multiplexage des adresses dans les mémoires. Les deux cellules R-C, visibles au niveau de ces signaux, permettent de générer des retards calculés de façon à respecter les chronogrammes des TM 4416. Le signal RFSH est l'autorisation de rafraîchissement fournie par le Z 80 du ZX 81 ; ce signal est utilisé pour faire basculer les multiplexeurs du côté compteur et également pour faire avancer le compteur lors de chaque demande de rafraîchissement.

Le signal RAMCS est relié au + 5 V, comme sur toutes les extensions mémoires, de façon à dévalider la RAM interne du ZX qui, sans cela, se superposerait à l'extension.

Un condensateur chimique de 220 μF et plusieurs condensateurs de 22 nF réalisent le découplage de l'alimentation selon une démarche classique. Ce découplage, qui peut sembler banal, voire inutile, aux personnes non averties, est très important lorsque des RAM dynamiques sont utilisées, car celles-ci produisent de nombreux parasites de commutation sur les lignes d'alimentation, d'une part, mais, également, sont sensibles aux parasites qui peuvent être véhiculés par ces mêmes lignes.

Conclusion

Comme à l'accoutumée, et pour que cette page en reste une, nous vous présenterons la réalisation de cette carte le mois prochain. Comme pour nos cartes précédentes, son circuit imprimé sera un double face à trous métallisés, disponible prêt à l'emploi pour ceux d'entre vous qui le souhaitent. D'autre part, et pour vous éviter tout problème d'approvisionnement, nous faisons le nécessaire pour que les mémoires TMS 4416 soient également disponibles ; tous les renseignements à ce sujet vous seront fournis lors de la réalisation, dans notre prochain numéro.

(à suivre)

C. TAVERNIER

Bloc-notes

50 PROGRAMMES POUR ZX 81 par G. ISABEL



Utiles ou divertissants, les programmes qui sont rassemblés dans cet ouvrage sont originaux et utilisent au mieux toutes les fonctions du ZX 81. Ils sont tous écrits pour la version de base avec mémoire RAM de 1 K. Loin d'être limités, ils constituent au contraire un exercice très profitable pour apprendre à ne dépasser la place mémoire disponible.

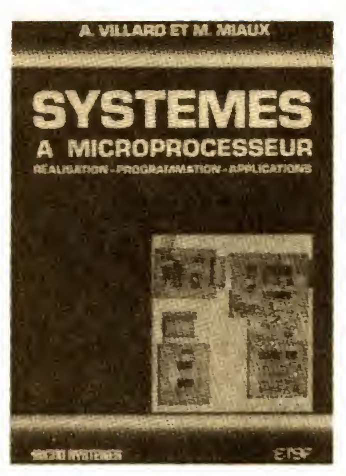
Votre propre imagination et quelques idées glanées dans ces lignes vous permettront de créer très rapidement des programmes personnels.

Quelques programmes :
- Aide à la programmation.
- Conversion de température.
- Conversion décimal en binaire.
- Conversion binaire en décimal.
- Calcul des intérêts.
- Conjugaison.
- Loto.
- Billard.
- Le champ de mines.

Un ouvrage format 11,7 × 16,5, 128 pages sous couverture pelliculée.

Editions : E.T.S.F. Collection : Poche Informatique n° 1.

SYSTEMES A MICROPROCESSEUR réalisation, programmation, applications par A. VILLARD et M. MIAUX



Après « Un microprocesseur pas à pas », ce nouvel ouvrage, de caractère résolument pédagogique, offre au lecteur la possibilité de comprendre et d'utiliser un microprocesseur dans une application réelle.

En respectant constamment leur objectif de formation, les auteurs, professeurs d'électronique, présentent la conception et la réalisation d'un système original permettant de mener à bien tout projet à microprocesseur. L'utilisateur peut étudier et mettre au point en RAM les programmes de ses applications grâce à un moniteur entièrement expliqué. Un programmateur d'EPROM résident autorise leur transfert en mémoire morte et permet la réalisation de systèmes autonomes à microprocesseur. La constitution d'une bibliothèque de programmes peut être entreprise par l'intermédiaire d'une interface cassette.

Quelques applications où le système est utilisé en tant que micro-ordinateur sont entièrement développées.

Principaux chapitres : Présentation de l'ouvrage et du microprocesseur utilisé – Conception et réalisation des quatre maquettes du système – Fonction et procédure d'utilisation du moniteur – Affichage, scrutation et encodage du clavier – Techniques de sous-programmes – Le moniteur : description logicielle – Le programmateur d'EPROM – L'interface cassette – Exemples d'applications.

Un ouvrage format 15 × 21 – 312 pages – couverture couleur. Prix public : 122 F T.T.C.

Editeur : E.T.S.F.

Collection Micro-Systèmes E.T.S.F. n° 2.

MAITRISEZ VOTRE ZX 81 par Patrick GUEULLE



Après vous avoir fait partager son apprentissage du Basic dans « Pilotez votre ZX 81 », Patrick Gueulle vous propose de découvrir la programmation 16 K et la programmation en langage machine.

L'assembleur Z 80 permet, grâce aux fonctions PEEK, POKE et USR, d'écrire des programmes extrêmement rapides, très peu encombrants et ouvrant la porte à des fonctions nouvelles telles que les interfaces auxquelles un chapitre entier est consacré.

Principaux chapitres :
- Programmation avec le module 16 K.
- Explorez la mémoire de la machine.
- Les interfaces : introduction au langage machine.
- Initiation au langage machine du ZX 81.
- Du Basic au langage machine.
- Jeu d'instructions machine du ZX 81.

Un ouvrage format 15 × 21, 160 pages, nombreux programmes, sous couverture couleur pelliculée.

Editeur E.T.S.F. Collection : Micro-Systèmes.

Journal des OM

BOITE DE COUPLAGE D'ANTENNE FC 102

DANS notre numéro 1687, nous avons publié la description du transceiver pour ondes décamétriques type FT-102. Aujourd'hui, nous allons examiner un élément auxiliaire de cet ensemble dit « ligne 102 », élément peut-être auxiliaire mais néanmoins sérieusement recommandé, notamment pour les radio-amateurs qui utilisent différentes antennes, ou des antennes pas très bien accordées... Il s'agit de la boîte de couplage FC-102 du même constructeur que le transceiver, à savoir Yaesu-Sommerkamp. La description faisant suite est extraite des notices techniques aimablement confiées par la S.E.R.C.I et l'Onde Maritime que nous remercions bien vivement.

Description générale

La boîte FC-102 est spécialement étudiée pour l'ensemble 102 de Yaesu ; la puissance adaptable possible est de 1200 W. Les réseaux LC en π commutables par bande permettent le couplage d'une grande variété d'antennes (y compris les antennes du type « long fil ») à un transceiver FT-102 ou à un amplificateur linéaire lui faisant suite, sur toutes les gammes décamétriques « amateurs ». Sa conception nouvelle comprend un wattmètre à trois échelles (20, 200 et 1200 W), et un système permettant la lecture directe de la puissance de crête ainsi que les valeurs moyennes habituelles.

Un galvanomètre séparé indique simultanément le T.O.S. sans avoir à commuter une fonction de lecture.

La boîte FC-102 permet la sélection par relais interne de deux antennes différentes (et de deux émetteurs différents) ; enfin, il existe en option un commutateur d'antennes (FAS-1-4R) permettant de choisir entre quatre antennes. Ce commutateur peut être installé à l'intérieur de la boîte FC-102 ou bien à distance, un câble en permettant la télécommande.

Spécifications

Bandes de fréquences couvertes : voir tableau A.
Impédance d'entrées : 50Ω
Impédances d'antennes adaptables :
De 10 à 250Ω entre 3,5 et 28 MHz ;
De 16 à 150Ω dans la bande 1,8 MHz.
Puissance maximale admissible : 1200 W sur 50Ω.
Echelles de lecture du wattmètre : 20 W – 200 W – 1200 W pour la déviation totale de l'aiguille.
Echelle de lecture du ROS-mètre : 1/1 à 5/1.
Perte d'insertion : moins de 0,5 dB.
Dimensions : 240 × 129 × 309 mm.
Poids : 5 kg.

Deux câbles sont fournis, l'un pour la liaison HF entre le transceiver FT-102 et la boîte FC-102, l'autre pour la liaison 12 V entre ces deux appareils.

Description des commandes (panneau-avant)

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir se reporter à la figure 1 où nous avons :

(1) TUNE : adaptation d'impédance entre le système d'antenne et le transceiver (ou éventuellement un amplificateur linéaire). Ce réglage dépend de l'antenne ainsi que de la position des boutons (2) et (3).

(2) BAND : selon la bande, il y a insertion d'un terme inductif en série avec le système d'antenne.

La position THRU (à travers) ne fait pas passer la HF de l'émetteur par le circuit de couplage. La boîte FC-102 ne modifie alors rien, mais permet de lire uniquement la puissance et le T.O.S. existants avant modification qu'elle pourra éventuellement apporter. Cela revient à court-circuiter le système de couplage pour savoir ce que vaut l'installation à l'état normal.

(3) LOAD : ce réglage fait suite à la sélection de capacité effectuée avec TUNE et à la sélection d'inductance effectuée par BAND. C'est un accord capacitif pour coupler le système d'antenne. Noter que les réglages TUNE et LOAD sont interdépendants et doivent être ajustés simultanément pour obtenir le minimum de T.O.S.

(4) ANT (5 touches) : la touche ANT A/B donne le choix entre les sorties d'antennes A ou B situées à l'arrière de la boîte d'accord.

Si l'option FAS-1-4R est utilisée, les touches 1 à 4 donnent le choix entre quatre systèmes d'antennes raccordées sur cette option.

(5) FWD SET : calibrage du T.O.S.-mètre en pleine échelle (**avant** mesure du T.O.S.).

(6) Rangée supérieure de trois touches.

INPUT A/B : sélection

d'une des deux entrées HF (situées à l'arrière de l'appareil) ; possibilité de provenance de deux émetteurs différents.

PEAK HOLD : en pressant cette touche, le galvanomètre FWD POWER (8) va mémoriser pendant une seconde la valeur de la **puissance de crête.** En temps normal, le galvanomètre indique la **puissance instantanée** ou la **puissance moyenne** selon la fonction sélectionnée par un commutateur situé à l'arrière de l'appareil. Il faut noter que ce commutateur, en position « puissance moyenne », déconnecte la fonction PEAK HOLD ; cela sera vu plus loin.

FWD SET : avant de procéder à la mesure du T.O.S., on presse cette touche et, à l'aide du bouton (5), on ajuste la déviation de l'aiguille du galvanomètre à pleine échelle. Lorsque cette touche est sortie, le calibrage est hors service et le galvanomètre indique le T.O.S.

(7) Rangée médiane de trois touches : sélection de l'échelle de puissance directe (FWD POWER) : 20 – 200 – 1200 W.

(8) Galvanomètre FWD POWER : selon la position du commutateur situé à l'arrière de l'appareil, comme nous l'avons déjà dit, on lit soit la puissance moyenne directe, soit la puissance de crête. Bien entendu, les trois échelles du cadran correspondent aux puissances sélectionnées par l'une des touches (7).

(9) Galvanomètre SWR : il indique la puissance réfléchie permettant la mesure du T.O.S. pendant l'émission ou les opérations de couplage d'antenne. Nous rappelons que le tarage à pleine échelle doit avoir été fait **avant,** par l'ensemble touche et bouton FWD SET.

L'échelle supérieure est à utiliser pour toute puissance comprise entre 5 et 20 W ; l'échelle inférieure est à utiliser pour toute puissance comprise entre 20 et 1 200 W.

Panneau arrière

Se reporter à la figure 2 où nous avons :

(1) INPUT A et B : embases coaxiales correspondant aux deux entrées de la boîte FC-102 ; on raccorde ici la sortie de l'émetteur ou de l'éventuel amplificateur linéaire. La sélection de l'entrée A ou B est faite par une des touches (6) sur le panneau avant. Attention à l'erreur qui consisterait à sélectionner par exemple l'entrée B alors que l'émetteur est connecté à l'entrée A (ce dernier pourrait ainsi être endommagé).

(2) ANT A et B : connecteur WIRE.

Ce sont les sorties HF de la boîte de couplage. En A et B (ou A ou B), on raccorde le ou les systèmes d'antenne ; la sélection est faite par une des touches (4) du panneau avant (ANT A/B). Le connecteur WIRE est connecté en parallèle sur l'entrée A ; il permet de raccorder une antenne du type « long fil » uniquement sur cette entrée A.

(3) GND (masse) : tout comme l'émetteur (et éventuellement l'amplificateur linéaire), la boîte doit être raccordée à une bonne masse **commune** et à une excellente prise de terre. Si l'on utilise en « long fil » une antenne quelconque avec une ligne à fils parallèles, l'élément non raccordé à la sortie A doit être relié à la masse.

(4) METER : en trafic BLU, ce commutateur permet au galvanomètre FWD POWER de mesurer :
– soit la puissance moyenne (RMS),
– soit la puissance de crête PEP (PEAK) ; dans ce dernier cas, la fonction PEAK HOLD (6) permet cette lecture pendant une seconde.

(5) Barrette REMOTE : les points A – B – C permettent la commande de l'option FAS-1-4R selon la position des touches ANT (4) du panneau avant.

Lorsque la touche ANT A/B est pressée (donc en position B) :
– la pression de la touche 6-1 met à la masse A, B et C ;
– la pression de la touche 6-2 applique + 12 V sur A ;
– la pression de la touche 6-3 applique + 12 V sur B ;
– la pression de la touche 6-4 applique + 12 V sur C.

(6) DC 12 V : cette prise reçoit le + 12 V issu du FT-102 pour alimenter la boîte FC-102.

(7) Emplacement réservé pour la fixation interne de l'option FAS-1-4R, si on le désire.

Installation

Les raccordements sont représentés sur la figure 3 ; bien entendu, il s'agit des liaisons entre FC-102 et FT-102.

Attention ! Si la boîte FC-102 est utilisée avec un transceiver autre que le FT-102, il faut prévoir une alimentation de 12 V continus (0,3 A). Sinon, la boîte ne fonctionne pas (INPUT A est bloquée sur ANT B) ; le couplage reste possible, mais sans PEAK HOLD, ni éclairage des cadrans.

Important : Ne rien raccorder sur la sortie WIRE si l'embase coaxiale A est déjà occupée par une antenne, puisque WIRE est reliée en parallèle avec ANT

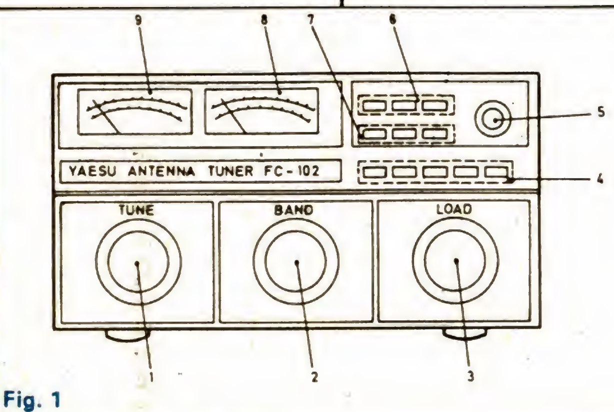


Fig. 1

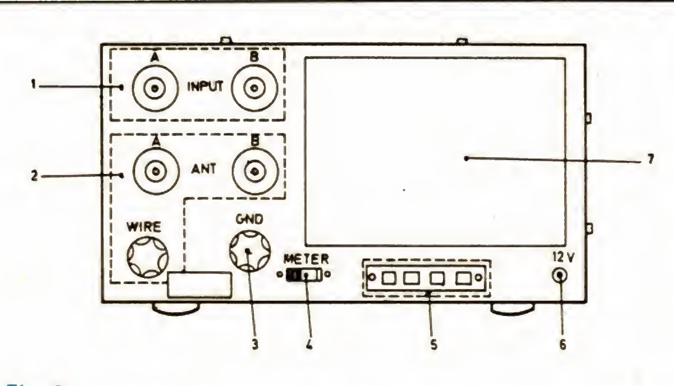


Fig. 2

A. De plus, protéger WIRE de tout contact accidentel avec d'autres conducteurs du fait de la HF présente en émission (danger).

Utilisation

La méthode décrite ci-après est à répéter à chaque procédure de couplage d'aérien :

1° Avant de mettre l'émetteur en fonctionnement, placer BAND sur la position désirée ; ne jamais manœuvrer BAND lorsque l'émetteur est en service.

2° Les réglages de TUNE et LOAD servent à obtenir le minimum de T.O.S. Ces commandes sont à ajuster l'une après l'autre, alternativement.

La procédure consiste, l'émetteur étant en fonctionnement, à ajuster TUNE pour le **minimum** d'indication de T.O.S. (SWR) ; soit S_1 cette valeur. Ensuite, manœuvrer LOAD légèrement vers la droite ; reprendre le réglage de TUNE pour obtenir de nouveau le minimum ; soit S_2 cette valeur.

Si S_1 est meilleur que S_2, cela indique que LOAD a été tourné dans le mauvais sens ; le ramener alors vers la gauche, puis retoucher TUNE pour un nouveau minimum S_3 qui doit être meilleur que S_2, et même que S_1. Continuer à tourner lentement LOAD vers la gauche, puis retoucher TUNE, et ainsi de suite jusqu'à l'obtention du T.O.S. minimum.

Par contre, si S_2 est meilleur que S_1, cela montre que la manœuvre de LOAD a été faite dans le bon sens. Continuer alors à tourner un peu LOAD vers la droite, en retouchant TUNE pour le minimum, et ainsi de suite jusqu'à l'obtention du T.O.S. minimum.

Le tableau B ci-contre indique les positions de départ de BAND, LOAD et TUNE adaptées à une impédance de 50 Ω (telle celle d'une antenne fictive) ; ce sont de bonnes bases pour prépositionner ces commandes avant de procéder aux réglages précis de LOAD, puis TUNE, comme indiqué précédemment.

Bande	Gamme couverte
1,8 L	1,8 à 2 MHz
1,8 H	1,9 à 2,4 MHz
3,5	3,5 à 4 MHz
7	7 à 7,5 MHz
10	10 à 10,5 MHz
14	14 à 14,5 MHz
18	18 à 18,5 MHz
21	21 à 21,5 MHz
24,5	24,5 à 25 MHz
28	28 à 30 MHz
THRU	une quelconque fréquence HF

Tableau A.

BAND	FREQ (MHz)	TUNE	LOAD
1,8L	1.8	3.0	4.0
	2.0	4.5	6.0
1,8H	2.0	1,5	4.0
3,5	3.5	5.5	5.0
	4.0	6.5	7.0
7	7.0	4.0	6.5
	7.5	5.0	7.0
10	10.0	4.0	7.5
	10.5	4.5	8.0
14	14.0	7.0	8.0
	14.5	7.0	8.5
18	18.0	8.0	8.5
	18.5	8.0	9.0
21	21.0	7.5	9.0
	21.5	8.0	9.0
24,5	24.5	8.0	9.0
	25.0	8.5	9.0
28	28.0	8.5	9.0
	30.0	9.0	9.5

Tableau B.

Procédure de couplage utilisant une antenne fictive (charge résistive)

– Brancher la charge sur ANT A et l'antenne rayonnante réelle sur ANT B. Placer ANT A/B du panneau avant sur A (touche sortie).

– Mettre BAND en position THRU ; régler l'émetteur pour le maximum de puissance HF sur cette antenne fictive en A.

Vers antennes
Depuis autre transceiver ou amplificateur linéaire
Input
A
B
ANT
Wire
GND
12 V
FC-102
FT-102
Antenne "long fil"

Fig. 3

– Arrêter l'émission ; mettre BAND sur la gamme choisie. Presser ANT A/B, ce qui commute sur B (antenne réelle). Positionner LOAD et TUNE selon les indications du tableau B. Placer le bouton FWD SET en position « 3 heures » et sortir la touche FWD SET.

– Sur l'émetteur, régler DRIVE pour le minimum de HF à l'émission. Vérifier que la fréquence est libre ; mettre l'émetteur sur TUNE et tourner DRIVE sur l'émetteur afin que l'aiguille sur le galvanomètre de la boîte FC-102 dévie jusqu'à 1,5.

– Régler TUNE et LOAD comme exposé précédemment afin d'obtenir un minimum sur le galvanomètre SWR et un maximum sur le galvanomètre FWD POWER. Augmenter encore DRIVE sur l'émetteur et recommencer avec TUNE et LOAD sur la boîte FC-102. La touche (7) correspondante doit être pressée.

Procédure de couplage sans antenne fictive

– Brancher le câble d'antenne sur ANT A ou ANT B à l'arrière. Mettre ANT A/B sur la position correspondante (panneau avant). Placer BAND sur la position désirée, puis TUNE et LOAD sur les réglages indiqués par le tableau B.

– S'assurer que la fréquence est libre, puis sur l'émetteur régler PLATE et LOAD pour le minimum de puissance HF.

– Régler sur la boîte FC-102 TUNE et LOAD pour obtenir un « creux » sur l'échelle SWR et un maximum sur l'échelle FWD POWER. La puissance délivrée par l'émetteur (lorsque la touche FWD POWER est sortie) doit faire dévier un petit peu l'aiguille SWR, à condition de régler le bouton FWD POWER en posi-

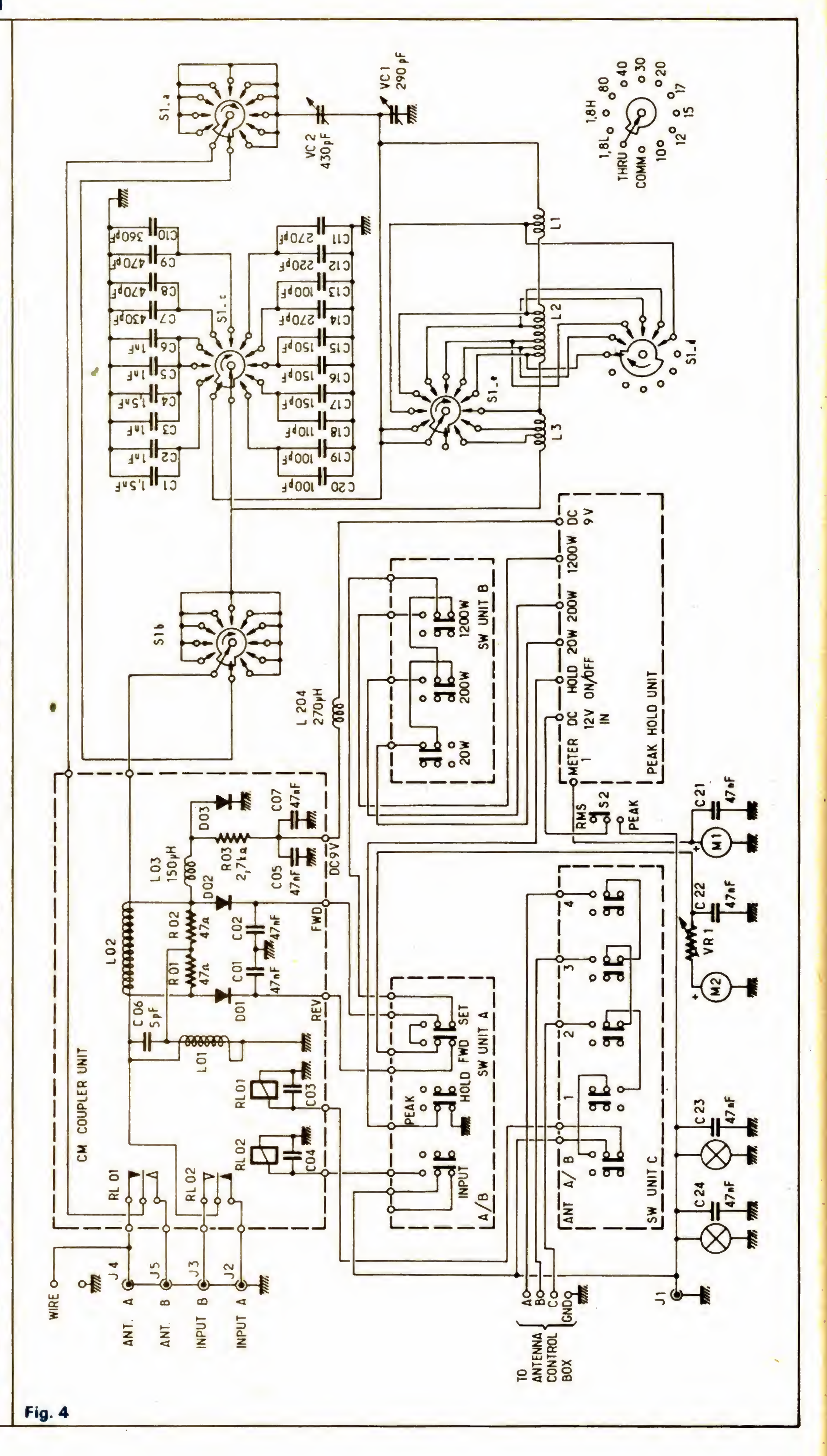


Fig. 4

tion « 3 heures » ; de plus, utiliser l'échelle 20 W.

– Après cela, augmenter la puissance de l'émetteur, puis retoucher les réglages de TUNE et LOAD sur la boîte de couplage toujours pour obtenir le creux sur SWR. Commuter la gamme de FWD POWER selon la puissance injectée. Répéter alternativement ces manœuvres jusqu'à l'obtention du couplage optimal de l'antenne avec la puissance désirée.

Procédure de couplage avec émetteurs sans accord de l'étage final

Ceci concerne les émetteurs ou les amplificateurs linéaires ne comportant pas de réglage PLATE et LOAD (comme les FT-ONE, FT-107, FT-707).

– Prérégler TUNE et LOAD de la boîte selon le tableau et la position BAND. Mettre la touche METER RANGE sur l'échelle 20 W, sortir la touche FWD POWER, et tourner le bouton FWD POWER en position « 3 heures ».

– Sur l'émetteur, en utilisant le mode CW avec un manipulateur ou le mode AM sans modulation, régler le DRIVE au minimum (toujours pour commencer avec le minimum de puissance HF).

– Si la fréquence est libre, passer en émission et augmenter DRIVE pour faire dévier l'aiguille SWR. Régler TUNE et LOAD sur la boîte de couplage pour obtenir le **minimum** de SWR et le **maximum** sur FWD POWER (toujours le même but !).

Attention ! Avec ce type d'étage final sans réglage, on obtient la puissance voulue seulement lorsque le T.O.S. (SWR) est au strict minimum. La raison est que l'émetteur possède généralement un circuit de protection de l'étage final qui réduit automatiquement la puissance d'émission tant que le T.O.S. ne présente pas une très faible valeur.

Conseil pratique : Dans le but de procéder à des réglages rapides, il est recommandé au radio-amateur de se faire un tableau semblable à celui que nous avons représenté ; l'opérateur note pour chaque antenne les réglages de TUNE et LOAD en fonction de la bande et de la fréquence.

Mesure du T.O.S.

Lorsque l'émetteur fonctionne à faible puissance **constante** (et sans modulation comme en TUNE ou en CW avec manipulateur abaissé), presser FWD SET, puis tourner le bouton FWD SET pour amener l'aiguille SWR à fond d'échelle sur SET.

Presser de nouveau FWD SET (touche sortie) et lire le T.O.S. sur l'échelle SWR.

Mesure de la puissance directe

Il est nécessaire d'employer une antenne fictive (charge résistive 52 Ω).

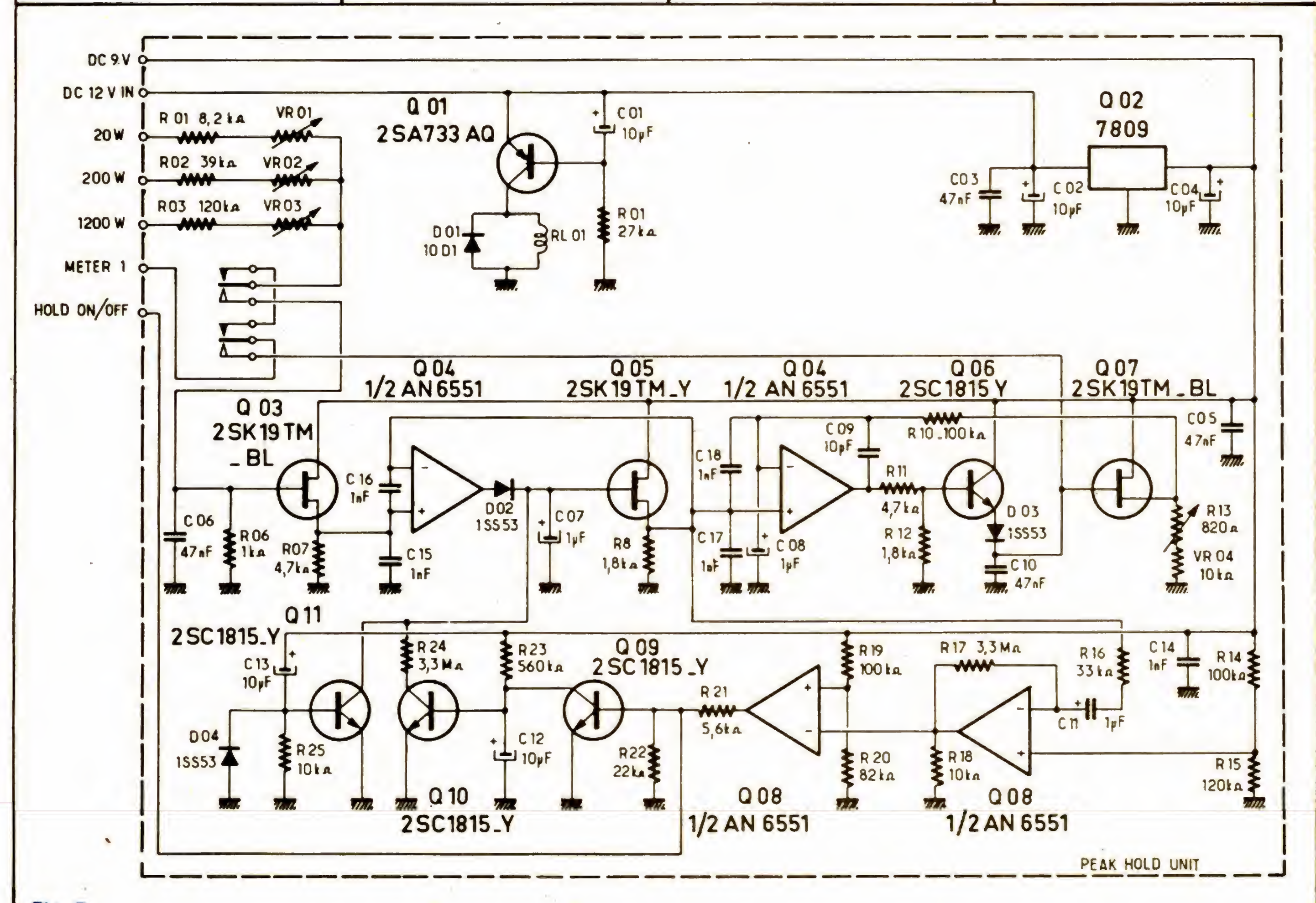


Fig. 5

Bloc-notes

TOURNEE EUROPEENNE «dbx »



De gauche à droite : Jo Lemanski (ingénieur dbx), Pascal Briam (directeur commercial « Pro » Harman France), Scott Berdell (International Marketing Manager dbx), Daniel Schër (directeur « Hi-Fi » Harman-France), en partie caché par Scott Berdell Junior.
Au premier plan, le magnétoscope VHS et le « dbx 700 », ainsi qu'une enceinte JBL 4435 biradiale, utilisés lors des écoutes démonstratives.

Scott Berdell, International Marketing Menager et Jo Lemanski, ingénieur, tous deux de la firme dbx, ont parcouru l'Europe cet été pour présenter à leurs distributeurs généraux et importateurs, le « compandeur » numérique à modulation delta « dbx 700 », analysé dans notre numéro 1694 de juillet par Remy Lafaurie. Notre photo représente quelques-uns des participants à l'issue de la conférence de presse donnée au siège de la société Harman-France.

Notre photo représente, de gauche à droite, Jo Lemanski, Pascal Briam (Directeur commercial « PRO » Harman-France), Scott Berdell, Daniel Scher (Directeur « Hi-Fi » Harman-France) en partie caché par Scott Berdell junior.

Au premier plan, le magnétoscope VHS Panasonic et le « dbx 700 » ainsi qu'une des enceintes JBL 4435 biradiales utilisées lors des écoutes démonstratives.

MASH : DES COMPLEMENTS UTILES

La vocation de Mash est de fournir toute la gamme d'accessoires indispensables à la bonne marche des micro-ordinateurs ZX 81, Spectrum, Oric, Vic 20, CBM 64, etc.

A l'origine il manque souvent à toutes ces petites merveilles un élément que l'on juge à l'usage tout à fait indispensable. Mash propose donc de la mémoire RAM 16 K et 32 K pour le ZX 81 (375 F et 640 F), une cartouche RAM ajustable 3 K-8 K-16 K pour le Vic 20 (690 F). Nous avons découvert également un vrai clavier pour le ZX 81 (485 F), encore pour le Vic 20, un crayon lumineux (395 F), un prisme pour lire les chiffres du compteur de votre lecteur de cassettes sans avoir à vous lever de votre siège (49 F), des housses de protection pour Oric, Vic 20, CBM 64 (35 F).

Chez Mash les idées ne manquent pas et l'on annonce pour la rentrée de septembre deux interfaces de joystick : un pour Oric, un pour Spectrum. Les passionnés de jeux n'auront donc plus rien à envier aux possesseurs d'Atari, Mattel, Coleco ou autres...

Ces produits sont distribués par la société Innelec : 110 bis, avenue du Général-Leclerc, 93500 Pantin. Tél. : (1) 843.61.11. Télex 213.187.

– Placer METER RANGE sur l'échelle compatible avec la puissance maximale de l'émetteur.

– A l'arrière de la boîte, placer le commutateur METER sur PEAK ; le laisser sur RMS dans les cas suivants : mesure de la puissance en AM ; boîte FC-102 non alimentée en 12 V.

– Donc sur l'échelle FWD POWER, et avec la position PEAK, on lira la puissance en watts en mode CW et FM.

– Si la boîte est utilisée avec un émetteur dont l'étage final n'est pas réglable, presser PEAK HOLD pour lire la puissance PEP de sortie en mode BLU.

– Si on utilise un émetteur avec un étage final à lampes, on peut constater en mode CW et BLU que l'indication PEAK HOLD est supérieure à l'indication de puissance PEP. La raison est la suivante :

La tension anodique en circuit ouvert charge les condensateurs HT lorsque l'émetteur est en attente (comme entre deux mots ou entre deux caractères CW). La tension chute dès que l'émetteur débite, mais cette valeur initiale de charge produit une pointe de puissance supérieure à la puissance PEP, pointe lue par le circuit de PEAK HOLD. Il suffit de laisser l'émission pendant plus de deux secondes pour constater que PEAK HOLD va retomber au niveau actuel de PEP.

– Revenons à notre puissance directe. En mode AM, la modulation produit des « pointes » sur l'indication de puissance ; on peut alors utiliser PEAK HOLD pour mesurer la puissance. Mais si l'on observe que la modulation fait « reculer » l'indication de puissance, placer le commutateur METER (à l'arrière) sur RMS.

– En mode BLU, la mesure de la puissance directe sur RMS donnera la moitié environ de la puissance sur PEAK ; ainsi, un signal de 100 W PEP donnera des pointes de 50 W lorsque METER sera sur RMS. Si RMS dépasse nettement la moitié de la valeur de la position PEAK, c'est que les signaux d'émission sont distordus (trop de réglage DRIVE sur l'émetteur).

Utilisation en réception

La boîte FC-102 peut accorder les antennes de réception en « ondes courtes ». Mettre BAND sur la position la plus voisine de la gamme reçue ; puis, lors de la réception de la station désirée, ajuster TUNE et LOAD pour la déviation maximale du S-mètre du récepteur.

Lorsque la fréquence reçue est trop éloignée des gammes « amateurs », mettre BAND sur THRU et (ou) dévisser complètement la prise coaxiale du câble d'antenne afin de supprimer le contact de masse. Laisser seulement le conducteur central du câble d'antenne connecté sur la boîte FC-102 ; cela est plus particulièrement utile pour les fréquences peu élevées (inférieures à 1,7 MHz).

●

La figure 4 représente le schéma de principe général de la boîte de couplage FC-102 ; quant à l'unité de mesure PEAK HOLD, son schéma fait l'objet de la figure 5.

Roger A. RAFFIN
F3 AV

LE MINI RECEPTEUR RADIO TOSHIBA RPS 5



LE mini-récepteur radio-stéréo Toshiba RP S5 permet de capter la gamme FM. L'écoute se fait sur un casque ultra-léger et pliable. Notre propos sera aujourd'hui d'étudier les techniques de fabrication qui ont permis cette étonnante miniaturisation.

La RP S5 Toshiba est donc un récepteur stéréophonique à modulation de fréquence. La réception s'effectue sur un casque dont le câble sert d'antenne, technique intéressante mais qui, si on est un peu loin de l'émetteur, assurera difficilement une réception confortable, à moins que, une fois assis dans un fauteuil, on trouve la position d'écoute idéale et que l'on ne bouge plus. La stéréophonie étant nettement plus sensible aux mouvements que la mono, le constructeur a prévu, en plus de la commutation automatique mono/stéréo du circuit intégré décodeur, une commutation manuelle stéréo/mono. Une diode électroluminescente se chargera de vous indiquer si l'émission en cours est en stéréophonie, au cas où vos oreilles ne l'auraient pas remarqué...

Un élément techniquement intéressant de ce mini-récepteur est sa tension d'alimentation. En effet, elle est seulement de 3 V, ce qui signifie qu'avec l'usure des piles la tension d'alimentation descendra nettement au-dessous. Quand on connaît la tension base-émetteur d'un transistor en état de conduction, 0,6 V, on s'aperçoit que les conditions de travail de ces transistors ne sont pas idéales !

En tout cas, ce récepteur fonctionne, et de façon tout à fait convenable. La qualité de la réception et celle du son sont excellentes, avec tout de même une restriction, celle due à la mobilité de l'antenne. Les deux piles sont des modèles classiques de type AAA ou, suivant l'appellation CEI, LR 03.

Le schéma. Ce schéma, nous ne l'avons pas eu entre les mains, le produit étant relativement nouveau.

L'accord est obtenu par un condensateur variable extra-plat. Cette technique d'accord est pratiquement indispensable. En effet, pour un accord par diode à capacité variable, une tension supérieure à 3 V est exigée.

Le transistor d'entrée est un modèle à effet de champ. Le changement de fréquence est confié à un transistor bipolaire ; tout l'amplificateur à fréquence intermédiaire est équipé de transistors, et non de circuits intégrés. Un filtre céramique est tout de même présent pour assurer une très bonne réjection hors bande. Le discriminateur est du type discriminateur de rapport ; le circuit dispose d'une commande automatique de fréquence, indispensable dans l'emploi d'un récepteur devant travailler dans des conditions de réception très variables, avec des passages « du plein soleil à l'ombre. » Le décodeur stéréo est un circuit à boucle de phase asservie ; l'accord de l'oscillateur est dû à l'association d'un condensateur et d'un potentiomètre ; le condensateur est certainement celui qui a le plus faible rapport capacité volume du récepteur... C'est un 1 000 pF qui a la taille d'un 220 μF ! L'amplificateur de « puissance » est à circuit intégré, un circuit qui joue le rôle de double amplificateur.

Technologie

Les techniques utilisées pour la réception sont en fait d'un classicisme éprouvé. On ne peut

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 06.16 : M. René MONTEIL, 62 BETHUNE, sollicite différents renseignements concernant un ancien amplificateur BF à lampes et divers projets qu'il se propose de mettre en œuvre sur des appareils plus récents...

1° Le numéro du « Haut-Parleur » auquel vous faites allusion (année 1960) est évidemment épuisé depuis fort longtemps et il nous est impossible de vous le fournir...

Néanmoins, nous pouvons vous indiquer les renseignements que vous nous demandez. Dans le montage dont vous nous soumettez le schéma (push-pull EL 84 ultra linéaire, classe AB 1), la valeur **maximale** de la haute tension filtrée doit être de 300 V ; l'impédance de plaque à plaque est de 8 kΩ. L'intensité totale (anodes + grilles écrans) pour les deux tubes est de 80 mA sans signal et de 114 mA en signal maximum. La puissance maximale BF de sortie est alors de 17 W.

2° Dans l'utilisation que vous projetez, nous pensons que le correcteur d'enregistrement décrit dans le n° 1669, page 172, est tout à fait indiqué, et en tout cas d'un emploi beaucoup plus simple qu'un équaliseur.

Il faut tenir compte en effet que les corrections apportées sur les graves et les aiguës peuvent l'être en fait deux fois, une fois à l'enregistrement et une fois à la reproduction, si cet appareil est intercalé entre deux étages de l'amplificateur BF du magnétophone.

Nous tenons cependant à attirer votre attention sur le fait que l'on ne peut pas **« fabriquer »** des aiguës ou des graves par un dispositif quelconque. Cela dépend donc de la qualité et de la bande passante des appareils que vous utilisez (amplificateur, magnétophone, têtes, cassettes, etc.).Il est bien évident que si par exemple votre ensemble comporte un affaiblissement considérable de toute fréquence supérieure à 5 000 Hz, aucun circuit ou dispositif ne pourra faire apparaître ces fréquences ! Cette dernière remarque est également entièrement applicable en ce qui concerne les haut-parleurs, tweeters, etc.

Pour prendre une décision, une mesure précise de la bande passante globale de votre installation serait nécessaire et permettrait sans doute de déterminer le ou les éléments éventuellement fautifs.

Enfin, en ce qui concerne l'enceinte que vous avez construite, vous ne nous précisez pas **l'épaisseur** des panneaux ; cette épaisseur devrait être d'au moins 30 mm. Le cas échéant, vous pourriez essayer d'en améliorer la rigidité par collage de nombreux tasseaux (la laine de verre ou autre molleton est destinée à éviter les résonances et réflexions internes de l'enceinte, mais est totalement inefficace en ce qui concerne les vibrations du coffret).

•

RR – 06.18 : M. P. BRAME, 71, rue Carnot, 38220 VIZILLE.

Nous vous avons répondu directement par courrier en utilisant **votre enveloppe self-adressée.** Notre réponse nous a été retournée avec la mention habituelle des P.T.T. « N'habite pas à l'adresse indiquée ! ! » Veuillez donc nous communiquer votre adresse exacte...

•

RR – 05.15-F : M. Raymond BLAIN, 67 STRASBOURG nous demande s'il n'existerait pas un circuit intégré qui, ajouté à un téléviseur PAL, permettrait la réception des signaux SECAM.

En effet, un tel circuit intégré existe ; il s'agit du TDA 3590... Mais entendons-nous bien, ce circuit intégré doit être en conjugaison avec le circuit intégré décodeur PAL type TDA 3560, permettant ainsi la réalisation d'un décodeur PAL/SECAM.

Le TDA 3590 accomplit les fonctions de démodulation (au moyen d'un démodulateur unique), clamp, désaccentuation, nettoyage et réinsertion nécessaires au traitement du signal SECAM (d'après documentation R.T.C.).

A partir de l'oscillateur à 8,860 MHz du TDA 3560, il fournit à ce dernier un signal PAL séquentiel. Le TDA 3590 accomplit en outre toutes les fonctions nécessaires à l'identification SECAM (lignes ou trames) et à la commutation automatique PAL/SECAM. Les caractéristiques essentielles du TDA 3590 sont les suivantes :

Tension d'alimentation = 12 V.
Courant d'alimentation = 90 mA.
Signal d'entrée (crête à crête) : SECAM = 15 à 300 mV ; PAL = 55 à 1 100 mV.
Rapport R – Y/B – Y avant modulation = 1,78.
Signal de sortie (crête à crête) : SECAM = 1 100 mV ; PAL = 400 mV.
Boîtier DIL 24 broches.

La figure RR-05.15 montre un exemple d'application de décodeur SECAM/PAL réalisé avec les circuits intégrés TDA 3560 et TDA 3590.

Ainsi donc, contrairement à ce que vous sembliez supposer, le TDA 3590 n'est nullement un circuit intégré miracle que l'on ajoute sur un quelconque téléviseur PAL pour en faire un téléviseur SECAM !

●

RR – 06.15 : M. Gabriel VERNAY, 38 GRENOBLE :

1° sollicite divers renseignements concernant l'émission « radioamateur » ;

2° désire le schéma d'un préamplificateur d'antenne de réception gamme FM.

1° Les radio-amateurs qui possèdent la licence F1 ne peuvent trafiquer que sur la bande 144-146 MHz et toutes les bandes de fréquences supérieures.

Nous vous conseillons l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur » 11[e] édition (en vente à la Librairie parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

C'est par simple convention que les radioamateurs trafiquent en LSB sur la bande 80 mètres et en USB sur toutes les autres bandes. C'est une convention, nous vous le répétons, mais ce n'est pas une réglementation, ni une obligation.

2° En ce qui concerne le préamplificateur d'antenne gamme FM ou voisine, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre revue-sœur « Radio-Plans » n° 409, page 45.

●

RR – 07.01 : M. Gérard CAIRE, 90 BELFORT, nous questionne sur des sujets se rapportant à l'émission d'amateur.

1° Il est vrai que certaines stations de radioamateurs peuvent provoquer du QRM-TV, notamment lors du trafic dans la bande 28 à 30 MHz... encore que cela dépende des matériels employés. Sur les autres bandes décamétriques ou VHF, il n'y a pratiquement pas de TVI à craindre.

2° Pour trafiquer sur la bande 144 MHz, contrairement à ce qui vous a été dit, il faut subir l'examen d'opérateur radiotéléphoniste (pas d'épreuve de télégraphie) et avoir une licence et un indicatif.

●

Fig. RR – 05.15

RR – 07.02 : M. Raymond ALENQUER, 75009 PARIS :

1° se plaint d'une instabilité dans l'accord sur les stations de son tuner FM ;

2° nous demande d'où provient l'encrassement des têtes de son magnétophone ;

3° voudrait transformer ce dernier pour la stéréophonie ;

4° désire connaître les caractéristiques des transistors MPSA 43, BD 201, et BDX 63 A.

1° L'inconvénient que vous constatez dans l'utilisation de votre tuner FM est incontestablement dû à une variation de la tension d'alimentation de celui-ci. Si le montage est équipé d'un stabilisateur de tension, ce dernier ne fonctionne certainement pas correctement ; il est d'ailleurs aisé de le vérifier à l'aide d'un simple voltmètre (ré-ajustage de la tension appliquée aux diodes varicap pour le maintien de l'accord).

Il est tout à fait hors de question de pouvoir transformer ce tuner pour la réception de la bande CB.

2° Les dépôts de matière marron constatés sur la tête de lecture et les galets de votre magnétophone proviennent du revêtement ferreux des bandes. Il convient de nettoyer tout cela (tête, galets, cabestan) à l'aide d'un petit pinceau trempé dans de l'alcool à brûler.

3° Il est tout à fait hors de question de vouloir transformer un magnétophone monophonique en magnétophone stéréophonique.

4° Caractéristiques maximales des transistors :

MPSA 43 : silicium NPN ; Pc = 625 mW ; Ft = 50 MHz ; Vcb = 200 V ; Vce = 200 V ; Veb = 6 V ; Ic = 500 mA ; hfe = 50 pour Ie = 30 mA et Vcb = 10 V.

BD 201 : silicium NPN ; Pc = 60 W ; Ic = 8 A ; Vcb = 60 V ; Veb = 5 V ; Vce = 45 V ; h fe = 30 pour Ic = 3 A et Vcb = 2 V ; Ft = 25 kHz.

BDX 63 A : Darlington N silicium ; h fe = 750 pour Vce/Vcb = 3 V et Ic/Ib = 8 A ; Ic (Ie) = 8 A ; Ib (Ie) = 150 mA ; Vcb = 100 V ; Veb = 5 V ; Vce = 80 V ; Pd = 90 W ; Ft = 7 MHz.

●

RR – 07.03-F : M. Pascal FOURNIER, 57 FORBACH :

1° nous entretient de commutations électroniques ;

2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube OB 2.

1° Pour votre commutation électronique, nous vous suggérons l'emploi du circuit intégré CD 4016 AD (R.C.A.) dont les caractéristiques et le brochage ont été publiés dans le numéro 1650, page 336.

Nous vous rappelons également le montage de commutateur électronique décrit dans le numéro 1652, page 279.

Nous ne pouvons pas présumer – uniquement d'après les schémas – des résultats susceptibles d'être obtenus avec l'ensemble du montage que vous projetez de réaliser... Il nous faudrait pouvoir en faire l'essai pratique !

Nous vous rappelons qu'en BF il est toujours possible de raccorder des circuits présentant des impédances différentes, à condition que l'impédance réceptrice soit supérieure ou égale (mais jamais inférieure) à l'impédance de la source. Quant aux tensions BF ou niveaux, il est toujours possible de les ajuster si besoin est à l'aide de simples potentiomètres miniatures ajustables par tournevis.

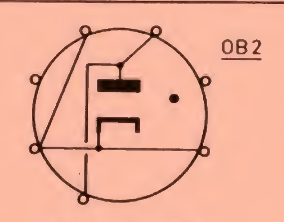


Fig. RR – 07.03

2° Tube OB 2 : stabilisateur de tension à gaz à cathode froide. Tension d'amorçage = 225 V ; tension stabilisée = 108 V ; courant interne max = 30 mA (5 mA minimum).

Brochage : voir figure RR-07.03.

●

RR – 07.04 : M. Hervé JOURDAN, 39 DOLE, nous demande divers renseignements concernant l'utilisation de son multimètre.

Nous vous confirmons, en effet, que pour obtenir une lecture valable et exacte en décibels sur votre multimètre, les mesures doivent toujours être faites sur une **impédance de 600 Ω** puisque l'échelle de l'appareil a été établie ainsi.

Lorsqu'il s'agit de mesures BF à bas niveau (entrée d'étage ou entrées d'amplificateur), cette condition est généralement facile à satisfaire à l'aide de simples résistances.

Pour les niveaux élevés (puissance importante), par exemple le cas de la **sortie** d'un amplificateur BF, cela se complique un peu. Il n'est pas question de connecter une résistance de 600 Ω en parallèle sur la sortie d'un amplificateur prévu pour être chargé par une impédance de 8 Ω (haut-parleur) ; la sortie serait insuffisamment chargée et les transistors de l'étage final rendraient l'âme sous la tension de break-down ! Il faut donc bien faire la mesure sur 8 Ω, c'est-à-dire avec le haut-parleur normalement connecté. Puis, à la lecture en dB indiquée, il faut ajouter la résolution de la formule

$$10 \log \frac{600}{Z}$$

Z étant l'impédance sur laquelle est faite la mesure, c'est-à-dire que dans votre cas on a :

$$10 \log \frac{600}{8} = 18,75$$

à ajouter.

Effectivement, par convention, toutes ces mesures BF se font à 1 000 Hz. On pourrait les faire sur toute autre fréquence dans le cas où la réponse « amplitude/ fréquence » de l'amplificateur est **linéaire.** D'ailleurs, en procédant successivement sur diverses fréquences comprises entre 40 Hz et 20 kHz, par exemple, cela peut permettre d'examiner la réponse de l'amplificateur, et justement d'en tracer la courbe « amplitude/ fréquence ».

Vous pouvez également vous reporter à l'article que nous avons publié dans notre numéro 1685, page 137.

●

RR – 07.05 : M. Claude CHATARD, 24 PERIGUEUX :

1° nous demande notre avis sur un « émetteur » FM dont il nous soumet le schéma ;

2° sollicite divers renseignements sur les mesures et caractéristiques se rapportant aux amplificateurs BF haute fidélité, tuners FM, etc.

1° Le montage dont vous nous soumettez la documentation relève plus du gadget que de l'émetteur FM !

Il est tout à fait hors de question de songer à augmenter la puissance d'un tel montage et, en aucun cas, sa portée ne peut excéder quelques dizaines de mètres.

Vous pouvez utiliser une antenne constituée par un fil d'une longueur de 1,50 m connecté à la cosse 6.

Pour une bonne stabilité en fréquence, il est sage de monter l'ensemble à l'intérieur d'un petit boîtier métallique relié à la terre.

Ce sont les seules suggestions que nous pouvons vous faire concernant un tel montage.

2° Un article se rapportant aux mesures sur les amplificateurs BF a été publié dans le numéro 1672 (page 105).

Vous pourriez également consulter le numéro 1629 bis qui traite des mesures sur les cellules, l'association bras-cellule, les tourne-disques, les amplificateurs, les cassettes, les magnétophones à cassettes et les enceintes acoustiques (distorsion de phase).

Enfin, un article intitulé « Mesure et vérification sur les tuners FM mono et stéréo » a été publié dans le numéro 1606 (page 145).

●

RR – 07.06-F : M. Alain LAYRAL, 95 SANNOIS, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TDA 1003 A.

Voici les caractéristiques du circuit intégré TDA 1003 :

Il s'agit d'un régulateur de vitesse pour magnétophone avec commande d'arrêt automatique et circuit oscillateur pour la polarisation et l'effacement. Tension d'alimentation = 3,5 à 12 V ; nominale = 9 V.

Régulateur de vitesse du moteur :

Courant résiduel = 1,5 mA ; courant résiduel sortie maximale (démarrage du moteur) = 600 mA ; courant d'alimentation du moteur = 30 à 150 mA ; tension de saturation à 100 mA = 150 mV ; influence de la tension d'alimentation = 1 mV/V ; variation de vitesse maximale pour une variation de température de – 5 à + 55 °C = ± 2 %.

Circuit d'arrêt :

Courant continu pour la lampe indicatrice de stop = 100 mA.

Oscillateur de polarisation et d'effacement :

Tension sur la tête d'effacement (Q = 40) (F = 50 kHz) (L = 620 μH) = 16 V eff.

Brochage : voir figure RR-07.06.

●

RR – 07.07 : M. Guy GRANOTHIER, 31 TOULOUSE :

1° Quelles sont les précautions à prendre pour éviter les dégradations ou le vieillissement prématuré d'un émetteur, d'un récepteur, etc.

2° Que penser des publicités concernant certains amplificateurs HF dits « linéaires ».

1° Il est bien difficile de répondre valablement à vos questions concernant le vieillissement ou les dégradations des appareils électroniques.

Bien entendu, la plus élémentaire des précautions consiste à surveiller qu'ils ne soient pas suralimentés (tension du secteur trop élevée). En cas d'orage, il est toujours conseillé de déconnecter la prise du secteur et le fil de descente d'antenne (dans le cas d'un récepteur).

Quant aux composants tels que transistors ou circuits intégrés, des défectuosités imprévues et sans cause apparente directe peuvent toujours se manifester. Vis-à-vis des autres composants, on a vu des résistances de plus ou moins bonne qualité changer de valeurs ; même observation (d'ailleurs encore plus fréquente) en ce qui concerne les condensateurs électrochimiques dont la capacité a tendance à s'affaiblir dans le temps.

2° Il faut toujours se méfier des chiffres donnés par les constructeurs se rapportant aux puissances des amplificateurs linéaires HF : neuf fois sur dix, ils sont surfaits... ou alors on mélange facilement puissance HF et puissance alimentation !

Dans un amplificateur linéaire pour AM ou BLU, le rendement dépasse rarement

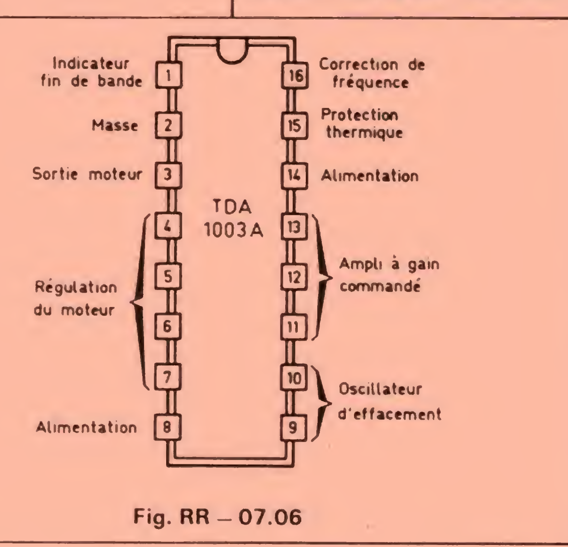


Fig. RR – 07.06

50 % ; en FM, où le fonctionnement en linéaire n'est pas obligatoire, le rendement peut atteindre 70 %.

●

RR – 07.08 : M. Georges JACQUEMOND, 42 SAINT-ETIENNE :

1° sollicite notre aide pour le dépannage d'une alimentation ;

2° désire des compléments d'information sur le procédé de vérification des transformateurs « lignes » et THT décrit dans l'ouvrage « Dépannage - Mise au point - Amélioration des téléviseurs ».

1° Comme nous avons eu l'occasion de le dire à maintes reprises dans cette rubrique, le dépannage à distance est absolument impossible, faute de pouvoir examiner l'appareil et de s'y livrer à des mesures systématiques.

Néanmoins, nous pensons comme vous, et nous supposons qu'il s'agit d'une défectuosité dans les circuits d'alimentation. Outre le condensateur de filtrage que vous avez remplacé, avez-vous vérifié les diodes redresseuses ? Cependant, nos doutes porteraient plutôt sur les circuits de régulation. C'est donc tous les composants de ces circuits qu'il conviendrait de vérifier soigneusement (diode, transistors, résistances et condensateurs).

2° Le montage représenté sur la figure V-9 est à notre avis parfaitement clair. Les composants 100 kΩ + 0,1 μF + BY 127 ne font évidemment pas partie du téléviseur ; c'est un petit montage que vous devez réaliser séparément et dont les sorties (flèches) doivent être reliées aux points indiqués sur le transformateur « lignes » et THT. Pour la vérification de ce transformateur, toutes les autres connexions y aboutissant doivent être provisoirement dessoudées. Les deux douilles EV correspondent à l'entrée verticale de l'oscilloscope, l'une de ces douilles correspondant, évidemment, à la masse ; il n'y a donc bien qu'une entrée.

●

RR – 07.09 : M. Dominique TIOLLIER, 79 NIORT :

1° désire améliorer ses réceptions FM par l'installation d'une antenne plus performante ;

2° nous demande des conseils se rapportant à des appareils HiFi.

1° Après examen de votre situation topographique et de votre installation, deux solutions peuvent être envisagées en ce qui concerne l'amélioration de vos réceptions FM :

Vous pouvez conserver votre antenne FM omnidirectionnelle et lui adjoindre un préamplificateur (au ras de l'antenne) alimenté par le câble coaxial même de descente, l'alimentation étant installée dans l'appartement à l'arrivée du câble vers le tuner.

Vous pouvez remplacer votre antenne omnidirectionnelle par une antenne directive type Yagi à trois ou quatre éléments ; mais dans ce cas, évidemment, il faut qu'elle puisse être orientable, rotative, commandée depuis l'appartement. Cela suppose donc un rotor au bas du mât d'antenne FM et un boîtier de commande à l'intérieur de l'appartement, ces deux éléments étant reliés électriquement par un câble à 6 conducteurs.

Bien entendu, à la limite, cette dernière installation peut encore, tout comme la première, être munie ou complétée par un préamplificateur d'antenne alimenté par le câble coaxial.

2° Nous ne conseillons jamais tel ou tel appareil plutôt qu'un autre, ayant eu de trop désagréables surprises avec ce genre d'exercice ! C'est à vous d'en demander les démonstrations, de procéder ainsi à des comparaisons, et d'en déterminer votre choix.

Dans une enceinte bass-reflex, il est impératif de tapisser l'intérieur des panneaux avec de la laine de verre (environ 8 cm non tassée). Si l'enceinte comporte un compartiment séparé « medium », ce revêtement est assez facultatif (pour ce dernier compartiment).

●

RR – 08.01 : M. Michel PONCET, 75015 PARIS nous demande :

1° des compléments d'information sur le thermostat décrit dans le n° 1651 ;

2° les caractéristiques du tube cathodique F 8030 P 2.

1° Le thermostat décrit dans le n° 1651, pages 261 à 268, permet une régulation de température avec une précision de l'ordre du degré environ.

Caractéristiques du triac TIC 226D :

Tension max = 400 V ; intensité max = 8 A. Commande de gâchette = 2,5 V 50 mA.

La diode D_1 n'est pas une LED, mais une diode **redresseuse** du type BYX 10 (R.T.C.).

Pour une charge **inductive**, la résistance VDR au ZnO est absolument indispensable.

2° Voici les caractéristiques du tube cathodique F 8030 P 2 :

Diamètre du tube = 133 mm ; diamètre utile d'écran = 108 mm ; longueur = 425 mm. Chauffage = 6,3 V 0,6 A ; Va3 = 3 000 V ; Va2 = 1 500 V ; Va1 = 345 à 515 V (concentration) ; Vgw = – 34 à – 56 V (luminosité). Sensibilité horizontale = 1,57 à 1,96 V/mm ; verticale = 1,2 à 1,47 V/mm.

Notre documentation ne nous indique malheureusement pas le brochage de ce tube cathodique.

●

RR – 08.03 : M. Pierre BALICHARD, 69003 LYON :

1° désire construire une antenne FM omnidirectionnelle ;

2° souhaite connaître les conditions d'utilisation en push-pull classe AB des tubes 6550 et EL 156.

1° Nous vous suggérons de vous reporter à l'ouvrage *Réalisation et Installation des Antennes de TV et FM* de F. JUSTER, en vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Nous supposons qu'il s'agit de construire une antenne FM omnidirectionnelle à polarisation **horizontale**. Car s'il s'agit d'une antenne à polarisation verticale, il suffit d'employer un simple fouet vertical avec trois ou quatre radians « parapluie ».

2° Tubes 6550 en push-pull classe AB1. Chauffage = 6,3 V 1,6 A ; Va = 400 V ; Vg1 = – 23 V ; Vg2 = 275 V ; Ia = 180 mA ; Ia max = 270 mA ; Ig2 = 9 mA ; Ig2 max = 44 mA ; Zaa = 3,5 kΩ ; Wo = 55 W – BF ; Wa = 35 W par lampe.

Tubes EL 156 en push-pull classe AB2. Chauffage = 6,3 V 1,9 A ; Va = 800 V ; Vg1 = – 24 V ; Vg2 = 350 V ; Ia = 90 mA ; Ia max = 240 mA ; Ig2 = 10 mA ; Ig2 max = 50 mA ; Zaa = 9,5 kΩ ; Wo = 130 W – BF ; Wa = 50 W par lampe.

●

RR – 08.06 : M. Francis DUPONT, 72 LE MANS, nous soumet le schéma d'un amplificateur linéaire HF de puissance et nous demande notre avis.

Le schéma d'amplificateur linéaire joint à votre lettre est tout à fait correct. Il s'agit d'un amplificateur pseudo-triode à grille à la masse.

Ce qui vous paraît anormal ne l'est en fait pas du tout (valeur des condensateurs), car la constante de **temps d'enclenchement** doit être tout à fait différente selon qu'il s'agit d'AM ou de SSB, cela se conçoit.

Par contre, les puissances indiquées (80 W AM - 150 W BLU) doivent être des puissances input, mais certainement pas des puissances HF.

Le tube 6 KD 6 n'a pas d'équivalent ; vous pourriez probablement vous le procurer (ainsi que tous les autres composants nécessaires) chez un revendeur détaillant parisien tel que :
Radio Voltaire
7, avenue Parmentier
75011 Paris
Omnitech
29, rue Ledru-Rollin
92150 Suresnes.

●

RR – 07.10 : M. Robert SEVE, 06 NICE, nous demande conseil :

1° pour l'utilisation d'une antenne VHF ;

2° pour la remise en état d'un émetteur-récepteur type HW-101.

1° Nous ne pouvons pas vous répondre valablement ainsi.

Pour la meilleure écoute dans la gamme 156 à 162 MHz, il faut dimensionner l'antenne pour la fréquence moyenne, soit 159 MHz.

Vous nous dites que l'antenne dont vous disposez peut être accordée en ajustant la longueur de l'élément coulissant d'extrémité.

D'autre part, il existe plusieurs types d'antennes 5/8 d'onde dont certaines possèdent un dispositif d'accord à la base ; est-ce le cas ? Communiquez-nous donc une description plus complète de votre antenne et indiquez-nous également la **longueur** exacte du **fouet** actuel. Comporte-t-elle ou doit-elle comporter un plan de terre artificielle ?

Il est certain qu'une antenne taillée pour 156-162 MHz ne vous donnera pas le maximum de rendement sur 118-130 MHz ; elle sera un peu courte. Mais des écoutes valables seront tout de même possibles.

2° En ce qui concerne les défauts de fonctionnement de l'ALC sur votre HW-101, nous sommes fort embarrassés pour vous répondre utilement. En effet, nous ne pouvons pas **deviner** à distance ce qui se passe ; il nous faudrait pouvoir examiner l'appareil et nous y livrer à des mesures systématiques. Nous ne pouvons que vous suggérer de vérifier l'état des diodes du circuit ALC (D 902 - D 903), l'état de tous les composants R et C de la ligne d'application de l'ALC, ainsi que la **stabilité** de la tension de base de polarisation (tension ajustée par le potentiomètre de 10 kΩ BIAS). Bien entendu, le cas échéant, vérifier l'état de tous les composants **connexes** à ces circuits.

Quant au recalage en fréquence du VFO (5 à 5,5 MHz), il faut procéder comme suit :

a) Faire un réglage sur 5,5 MHz, en agissant sur l'ajustable trimmer C 950 en parallèle sur le CV ;

b) Faire un réglage sur 5 MHz en agissant sur le noyau de la bobine L 941.

Attention : ces deux réglages doivent être répétés dans l'ordre indiqué, alternativement, **de très nombreuses fois de suite**, jusqu'à l'obtention d'un calage en fréquence exact aux deux extrémités de la bande. En effet, ces réglages réagissent l'un sur l'autre, mais, à chaque fois, vous devez obtenir une légère amélioration du calage de fréquence par rapport au cadran.

●

RR – 08.02 : M. Fernand ROYER, 33 PESSAC, nous demande :

1° conseil pour l'utilisation d'enceintes acoustiques qu'il vient d'acquérir ;

2° des précisions sur les systèmes de télévision.

1° A notre avis, il n'est pas pensable que l'on vende des enceintes acoustiques avec trois haut-parleurs (graves, médium, aiguës) tout simplement **reliés en parallèle**, autrement dit sans filtres de voies. Etes-vous bien certain de ce que vous avancez ?

Certes, vous pouvez ajouter un filtre à trois voies dans chaque enceinte, si vraiment ces filtres n'existent pas ! Mais pour acquérir ou construire les filtres convenables, il importe de connaître la gamme de fréquences à appliquer à chaque haut-parleur pour une reproduction de qualité (ainsi que l'impédance de ces haut-parleurs).

Néanmoins, nous le répétons, nous avons peine à croire que les trois haut-parleurs soient montés sans filtres et connectés simplement en parallèle !

2° En télévision système K*, la bande passante vidéo est de 6 MHz, l'écart entre porteuse son et image est de 6,5 MHz, la modulation vidéo est négative et le son est transmis en FM.

Dans le système B, la bande passante vidéo est de 5 MHz, l'écart entre porteuse son et image est de 5,5 MHz, la modulation vidéo est négative et le son est transmis en FM.

Le système G est semblable au B, mais en émission UHF.

Par rapport au système K*, il ne s'agit donc que d'une différence dans la bande passante vidéo et surtout d'une différence dans l'écart des fréquences porteuses son et image.

Il n'existe pas de circuits spéciaux ou de petites boîtes miracles pour remédier à cela ! Ou bien il faut utiliser des téléviseurs multistandards, ou bien il faut procéder à un nouveau réglage du téléviseur en décalant les valeurs FI, réjecteurs et autres circuits, pour tomber sur les porteuses image et son à l'écartement du standard à recevoir.

Le système SECAM couleur (proprement dit) français est le même partout. Mais il peut être appliqué sur des émissions « son » + « image » dont les écarts de porteuses sont différents. C'est ce qui explique que, **dans certains cas**, sur magnétoscopes, la couleur n'apparaisse pas (reproduction en noir et blanc). Donc même remède que précédemment : décalage des FI du magnétoscope ou reréglage de son oscillateur. Mais, là aussi, il faut choisir : c'est un système ou c'est l'autre, mais pas les deux.

Notez qu'il existe des magnétoscopes « tous systèmes » du point de vue « couleurs » (SECAM, PAL, NTSC). Mais, en général, ils ne reproduisent en couleur que sur un seul système (en noir et blanc sur les autres)... ou alors il faut utiliser conjointement un téléviseur « tous systèmes couleurs » également.

Veuillez également vous reporter aux numéros 29 et 31 de notre revue sœur *VIDEO*.

●

VENTE PROMOTIONNELLE A DES PRIX FOUS SUIVANT DISPONIBILITE DES STOCKS

COMPOSEZ VOTRE CHAINE HI-FI



• **Platine Tourne-disques.** Entraînement courroie.
Prix ..... **540 F**



• **Amplificateur 2 x 30 W.** BP 5 à 100 000 Hz. Dipositif de mixage micro. Crêtemètre à diodes Led ..... **680 F**



• **Tuner PO-GO-FM stéréo.** Indicateur de niveau du signal par diodes électrolumi-nescentes ..... **590 F**



• **Platine K7 stéréo**
Chargement frontal. Dolby sélecteur de bandes. «Métal». VU-mètres électroluminescent. Touches douces. Prix ..... **849 F**

CHAINE HIFI 2 x 33 W «RADIOLA»

PLATINE disques **auto. ou manuelle**
TUNER PO.GO.FM.stéréo synthétiseur digital quartz
AMPLI 2 x 33 W/8 Ω
PLATINE K7 Dolby métal
2 ENCEINTES 3 voies, 45/80 W
Meuble RACK luxe
PRIX : 3990 F

ENCEINTES ACOUSTIQUES NEUVES



20 W, 2 voies H40 x L24 x P16 **La paire** ..... **200 F**
40 W, 3 voies façade amovible **La paire** ..... **390 F**
50 W, 3 voies façade amovible H49 x L27 x P22 **La paire** ..... **480 F**
60 W, 3 voies façade amovible H52 x L29 x P22 **La paire** ..... **600 F**
80 W, 3 voies. Façade amovible H57 x L33 x P25. La paire ..... **880 F**

MATERIELS VENDUS AVEC UN LEGER DEFAUT D'EBENISTERIE

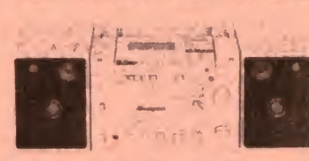
GARANTIE : 1 AN
H.P. Gde Marque
10 W. 1 voie. Pièce ..... **60 F**
20 W. 2 voies. Pièce ..... **90 F**
30 W. 3 voies. Pièce ..... **140 F**
40 W. 3 voies. Pièce ..... **190 F**
50 W. 3 voies. Pièce ..... **190 F**



PIETEMENT

pour téléviseur, électrophone, chaîne Hi-Fi, enceintes, etc ..... **50 F**

MINI CHAINE STEREO PORTABLE



Amplificateur 2 x 10 W. Tuner PO-GO-FM stéréo. **Mini K7 stéréo** lecteur-enregistreur déconnectable et pouvant fonctionner indépendamment. 2 mini-enceintes. Alim. batterie 12 V ou secteur
Prix ..... **1290 F**

MINI-LECTEUR DE K7

Stéréo.
Avance rapide.
2 prises casques.
Prise alimentation extérieure.
Livré avec mini-casque et bandoulière.
Prix ..... **249 F**

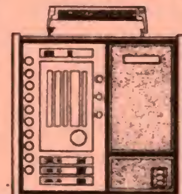


MAGNETO K7 «CROWN»



Enregistrement/lecture Piles/secteur. Micro incorporé, compte-tours, tonalité réglable. Prises enregistrement, micro, écouteur.
Prix ..... **340 F**

Récepteur «MERIDIAN 212»



PO-GO-5 OC-FM. 3 stations préréglables en FM. Commutation A.F.C. Réglages aigu, grave, volume. Indicateur d'accord Alim. piles ou secteur. Prises magnéto, casque.
Prix ..... **390 F**

RADIO K7 mono

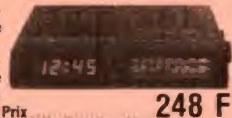


PO-GO-OC FM
Piles/Secteur.
Arrêt automatique en fin de bande.
Antenne télescopique.
Prise HP ext.
Prise micro avec télécommande.

Contrôle enregistrement par Led.
Prix ..... **490 F**

RADIO K7 - Stéréo

PO-GO-FM. K7 stéréo. Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne téléscopique.



(Photo non contractuelle)

Prix exceptionnel **680F**
PO-GO-FM-OC K7 stéréo ..... **780 F**

RADIO-REVEIL ELECTRONIQUE

PO.GO.FM. Secteur. Affichage digital. Pile de secours sur l'horloge en cas de coupure de courant.
Prix ..... **248 F**

CASQUES STEREOPHONIQUES



• **Modèle avec interrupteur marche / arrêt et dosage à chaque écouteur** ..... **68 F**

CASQUE MINIATURE

Ultra léger, stéréo, pour Walkman ..... **49 F**

PROMOTION EXCEPTIONNELLE

sans suite

Téléviseur couleur 66 cm grande marque - Tube R.T.C.

2990 F

(Photo non contractuelle)

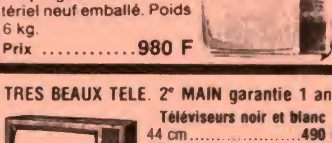
VENTE PROMOTIONNELLE

(sans suite. Quantité limitée)

TELEVISEURS COULEURS
NEUFS GARANTIS. Equipés avec prise PERITEL

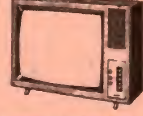
42 cm (42 K 585) télécommande	**3290 F**
51 cm	**2590 F**
51 cm télécommande	**2980 F**
56 cm	**2790 F**
56 cm télécommande	**3280 F**
67 cm	**3290 F**
67 cm télécommande	**3590 F**

TELEVISEUR 32 cm N et B «RADIOLA»



Très belle présentation. Alimentation 220 V ou 12 V batterie. 8 touches de programmation. Matériel neuf emballé. Poids 6 kg.
Prix ..... **980 F**

TRES BEAUX TELE. 2e MAIN garantie 1 an

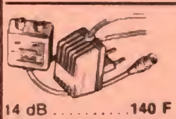


Téléviseurs noir et blanc
44 cm ..... **490 F**
51 cm ..... **590 F**
Télé couleur 2e main à partir de **1500 F**
Suivant disponibilité
Photo non contractuelle

Antenne TV intérieure ..... **70 F**

POUR TELEVISEURS ET CHAINES HI-FI

REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION
Type 250 VA
Entrées 110 ou 220 V
Sorties : 220 V
Régulées à ± 1 %
Temps de régulation : 1/100 de seconde
Convient à tous les appareils qui demandent l'emploi d'un régulateur ..... **240 F**
Spécial TELE COULEUR «DYNATRA» 400 VA
Entr. 110, sort. 110. Entr. 220. Sortie 220. Super affaires ..... **520 F**

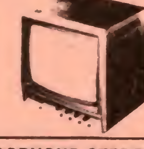


AMPLIFICATEUR D'ANTENNE 23 dB

se branche directement sur le secteur ..... **190 F**
14 dB ..... **140 F**

MONITEUR VIDEO

écran 32 cm, alimentation 220 V.
NEUF
Prix ..... **950 F**

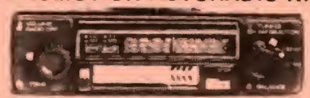


ELECTROPHONE STEREO



2 x 3 W. réglages grave/aigu. Balance. Platine TD. 33/45 tr/mn. Arrêt automatique capot plexi. Livré avec 2 enceintes 5 W/4 Ω ..... **390 F**

PROMOTION AUTORADIO K7



PO-GO-FM stéréo K7 stéréo, 2 x 7 W ..... **490 F**

AUTORADIO «VOXSON»



PO.GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouches 8 pistes 2 x 5 W stéréo.
Prix ..... **190 F**

ADAPTATEUR K7



Pour lecteur de cartouches 8 pistes. Alimentation directe. Avance rapide.
Prix **239F**

L'ensemble autoradio + adaptateur K7 ..... **390 F**

AUTORADIO «VOXSON»



GO-FM stéréo, K7 stéréo, 16 stations préréglables. Booster incorporé 2 x 20 W. Contrôle de tonalité, balance. Avance et retour rapide verrouillable. Tiroir antivol ..... **2390 F**

• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR



2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B.-P. 45 à 20000 Hz. Alim. : 12 V. Négatif à la masse.
Prix ..... **50 F**
De portière. 20 W/4 Ω. La paire ..... **120 F**
Pour voiture. Prix ..... **30 F**

ANTENNE AUTO

ANTENNE D'AILE ELECTRIQUE
(L : 1,10 m) se commande du tableau de bord.
12 volts ..... **98 F**

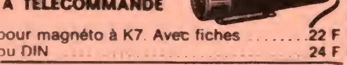
MONTEZ VOUS MEME VOTRE LECTEUR DE K7



PLATINE LECTEUR de K7
Complète, prête à fonctionner **avec** alimentation régulée du moteur.
Avec tête STEREO ..... **79 F**
Par quantité, nous consulter

TETES LECTURE DE MAGNETOPHONE
Mono ..... **20 F** • **Stéréo** ..... **40 F**

MICRO A TELECOMMANDE



pour magnéto à K7. Avec fiches ..... **22 F**
ou DIN ..... **24 F**

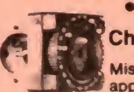
CASSETTES

C 60 ferro Radiola ..... **8 F**

BOBINE MAGNETIQUE

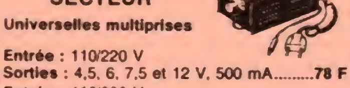
∅ 18 cm (pleine) : **12 F** ....Bobine vide ∅ 18 cm **3 F**

• PROGRAMMATEUR THEBEN-TIMER



Chrono-program.
Mise en route/arrêt appareils électriques ..... **120 F**

ALIMENTATIONS SECTEUR



Universelles multiprises
Entrée : 110/220 V
Sorties : 4,5, 6, 7,5 et 12 V, 500 mA ..... **78 F**
Entrée : 110/220 V
+ ou – à la masse. **Sorties :** 3, 6 ou 9 V. 300 mA, avec multiprise ..... **46 F**

HP 10-83

Vend au détail, au prix de gros

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. Mº Crimée
41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris.
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. Mº Jaurès - Louis Blanc.

• CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS • PARKING DANS LA COUR

Prix établis au 1.10.83

Initiation à la pratique de l'électronique

LE THYRISTOR ET LE TRIAC

CES dispositifs semi-conducteurs sont utilisés en interrupteur commandé.

Le thyristor, dont l'origine du nom est le mot grec « thyra » signifiant « porte », est en réalité une porte qui s'ouvre au courant en actionnant une « gâchette ». Le thyristor a remplacé le thyratron, triode à gaz très utilisée en électronique industrielle avant l'avénement du thyristor, et qui avait supplanté en son temps les relais mécaniques.

Les diacs et les triacs, dont le nom vient de l'anglais (« DIode for Alternating Current » et « TRIode for Alternating Current »), ont été spécialement conçus pour le courant alternatif. En leur ajoutant un circuit déphaseur, ils peuvent commander les alternances positives et négatives, ce qui leur donne l'avantage de posséder un bon rendement dans leur emploi. Leurs applications sont très diverses : réglage de la luminosité d'une lampe à incandescence pour la prise de vue en photographie, réglage de la vitesse d'un moteur de perceuse électrique, de la puissance d'un radiateur électrique, etc.

L'utilisateur devra observer une grande prudence pour la manipulation de ces composants fonctionnant sur le secteur.

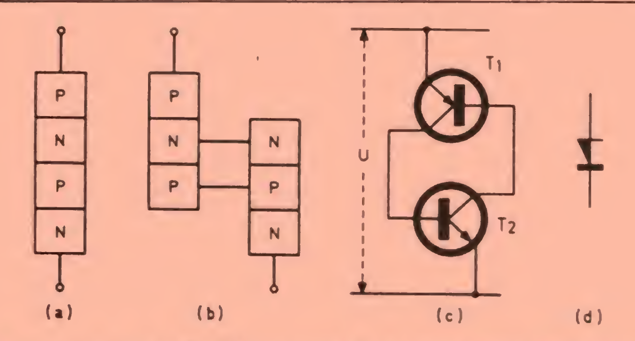


Fig. 1. – La diode PNPN (a) peut être représentée scindée en deux (b), pour comprendre son fonctionnement (c). Sa représentation symbolique est donnée en (d).

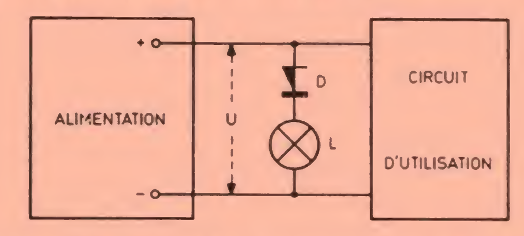


Fig. 2. – Détecteur de surtension utilisant une diode PNPN.

La diode PNPN

Ce composant, appelé également « diode à 4 couches » ou « diode Shockley », possède une particularité intéressante. En lui appliquant une tension faible, cette diode réagit comme une diode bloquée. Mais, à partir d'une certaine tension, il y a déclenchement, et son impédance chute d'une façon soudaine.

Cette diode est équivalente à un ensemble de deux transistors connectés à réaction positive, comme nous le montrons sur la figure 1. En scindant cette diode en deux blocs (b), le tout est équivalent au branchement de deux transistors PNP et NPN (c). Le déclenchement s'explique aisément. A partir d'une certaine tension U, le courant collecteur de T_1, appliqué à la base de T_2 est amplifié par celui-ci pour être transmis sur la base de T_1 qui va l'amplifier à son tour... Il y a effet cumulatif, et l'ensemble, parcouru par un courant élevé, présente une impédance très faible. La diode sera désamorcée en coupant son alimentation. La représentation symbolique de la diode Shockley est donnée sur la figure 1 (d).

La plus simple application de cette diode, qui vient à l'esprit, est le détecteur de surtension (fig. 2). La diode est connectée en série avec une ampoule témoin qui s'allumera dès que la surtension dépassera le seuil de déclenchement de D.

Une autre application très simple est le générateur de dents de scie (fig. 3). Dans ce schéma classique, le condensateur C se charge à travers la résistance R. Lorsque la

tension aux bornes de C dépasse le seuil de déclenchement de la diode Shockley, celle-ci décharge C jusqu'à une valeur pour laquelle la diode présente une impédance élevée. Le condensateur recommence alors à se charger jusqu'à la tension de déclenchement de D.

La diode PNPN est également employée dans les schémas de thyristors.

Qu'est-ce que le thyristor ?

Reprenons le schéma équivalent de la diode Shockley constitué par deux transistors PNP et NPN et adjoignons une troisième électrode : la gâchette (fig. 4). Cette gâchette étant d'abord « en l'air », ce nouveau composant est alimenté par une tension dont la valeur n'est pas suffisante pour le déclencher. Si une impulsion légèrement positive est appliquée à la gâchette, nous obtenons le même phénomène que tout à l'heure, l'impulsion se retrouve amplifiée par T_2, puis par T_1, etc.

Une fois le thyristor déclenché, le courant disparaît en coupant l'alimentation.

Le schéma représentatif du thyristor est donné sur la figure 4 (c).

Le thyristor est souvent désigné par les lettres SCR (Silicon Controlled Rectifier, soit en français « Redresseur Silicium Commandé »).

En résumé, le thyristor est un redresseur au silicium pourvu d'une troisième électrode, la gâchette. Si la gâchette reste au même potentiel que la cathode, le thyristor se comporte comme un circuit ouvert, même si la polarité est positive sur l'anode. Mais si la gâchette est un peu plus positive (de quelques volts) de telle manière qu'un courant de gâchette circule entre gâchette et cathode, le thyristor se comporte comme un redresseur ordinaire, son courant est limité par l'impédance extérieure.

Bien que la gâchette soit utilisée pour le déclenchement, elle est sans effet pour le blocage. Celui-ci peut être rétabli en coupant l'alimentation, ou encore en court-circuitant très brièvement le thyristor, ce qui crée une dérivation de courant (le courant dans le thyristor chute au-dessous d'une certaine valeur de courant, appelé « courant de maintien » et le thyristor se désamorce). Dans les circuits alimentés en alternatif, le thyristor se bloque automatiquement à chaque alternance négative.

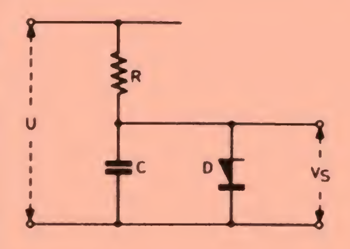


Fig. 3. – Générateur de dent de scie utilisant une diode PNPN.

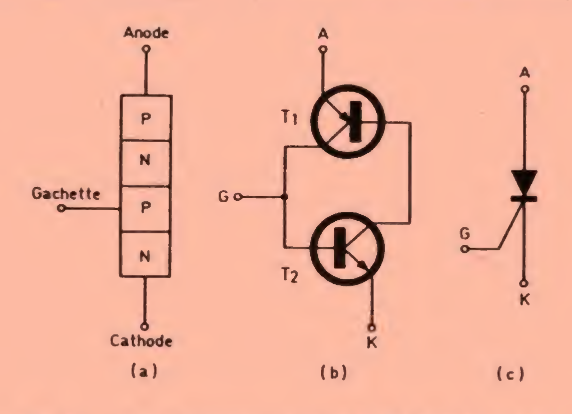


Fig. 4. – Par l'adjonction d'une gâchette à une diode PNPN (a), l'effet cumulatif est déclenché en appliquant une impulsion sur G (b). La représentation symbolique est donnée en (c).

Utilisation du thyristor

Le thyristor peut être utilisé aussi bien en continu qu'en alternatif.

En continu, le schéma le plus simple est donné figure 5. Le thyristor est placé en série avec le circuit d'utilisation. A la mise sous tension, le thyristor ne laisse pas passer le courant, bien qu'une tension positive soit appliquée sur son anode. Une brève impulsion sur le bouton-poussoir P applique une tension positive sur la gâchette, le thyristor se déclenche, le circuit est alimenté et il le reste jusqu'à ce que l'alimentation soit coupée (le thyristor fonctionne en relais).

Le même schéma est transposé en alternatif (fig. 6). Sans la gâchette et son circuit, le montage ressemble à un redresseur à une alternance. A l'état initial, le courant ne passe pas, une légère tension positive appliquée à la gâchette par l'interrupteur I laisse passer le courant. La diode D a pour rôle d'appliquer seulement une tension

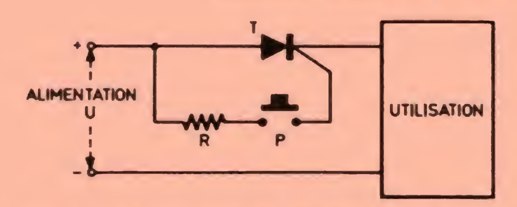


Fig. 5. – Le thyristor se déclenche en actionnant le bouton poussoir P.

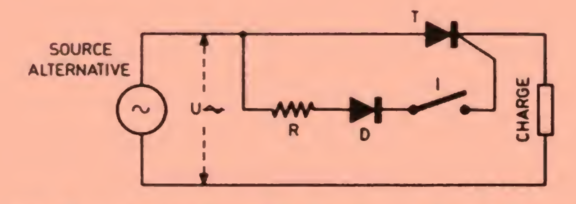


Fig. 6. – Le thyristor est déclenché par la tension appliquée sur la gâchette (interrupteur I fermé).

positive sur la gâchette. Quant à l'extinction du thyristor, elle se fait automatiquement à chaque alternance négative comme cela est expliqué sur la figure 7.

Un grand avantage du thyristor est qu'il permet de doser la quantité de courant envoyé à la charge, et cela sans perte d'énergie dans une résistance ballast ou dans un potentiomètre. Le schéma comporte alors un circuit déphaseur (fig. 8). La tension de gâchette est alors déphasée par rapport à celle appliquée sur l'anode du thyristor, et une partie seulement de l'alternance positive est transmise à la charge, ici une ampoule de 100 W (fig. 9). En faisant varier le déphasage, le courant pour l'utilisation passe de zéro (déphasage de 180°) au maximum (déphasage nul). On réalise ainsi un graduateur de lumière ou un réglage de vitesse pour perceuse électrique.

Déclenchement du thyristor

La tension ou le courant appliqué à la gâchette pour l'amorçage du thyristor sont donnés par le constructeur. Les valeurs sont de l'ordre de 10 V et 5 mA respectivement. Il est également conseillé que l'impédance de la source de déclenchement ne soit pas trop élevée, elle est généralement inférieure à 300 Ω.

Il existe plusieurs modes de déclenchement. Nous avons vu celui utilisant un bouton-poussoir relié à travers une résistance au pôle positif de l'alimentation. D'autres possibilités sont indiquées figure 10. En (a) le déclenchement s'effectue par une impulsion. On note que, sur ce schéma, la charge et le thyristor ont été intervertis par rapport à la représentation de la figure 5. Sur la figure 10(b), la charge d'un condensateur est utilisée. On em-

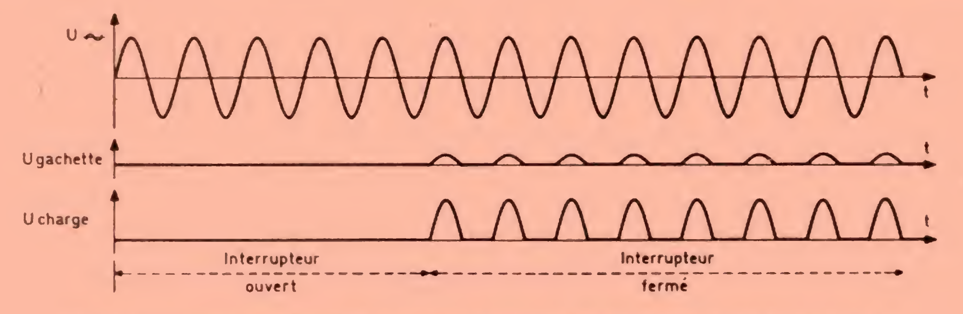


Fig. 7. – Représentation des signaux appliqués au schéma de la figure 6.

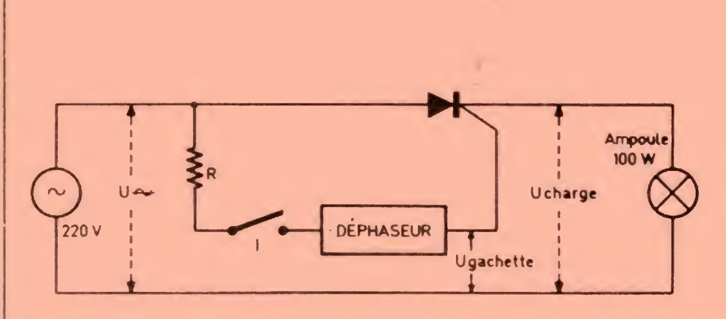


Fig. 8. – Par l'utilisation d'un déphaseur, on commande le courant envoyé à l'ampoule de 100 W.

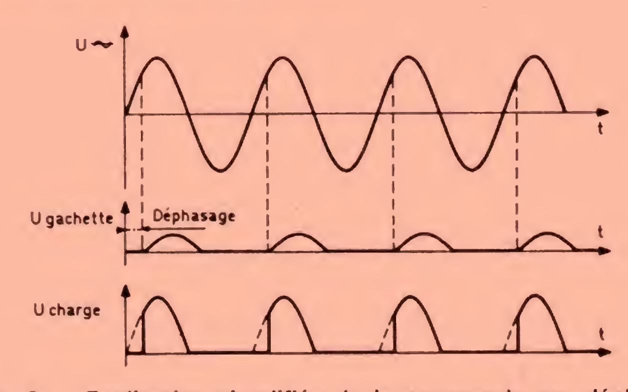


Fig. 9. – Explication simplifiée de la commande par déphasage.

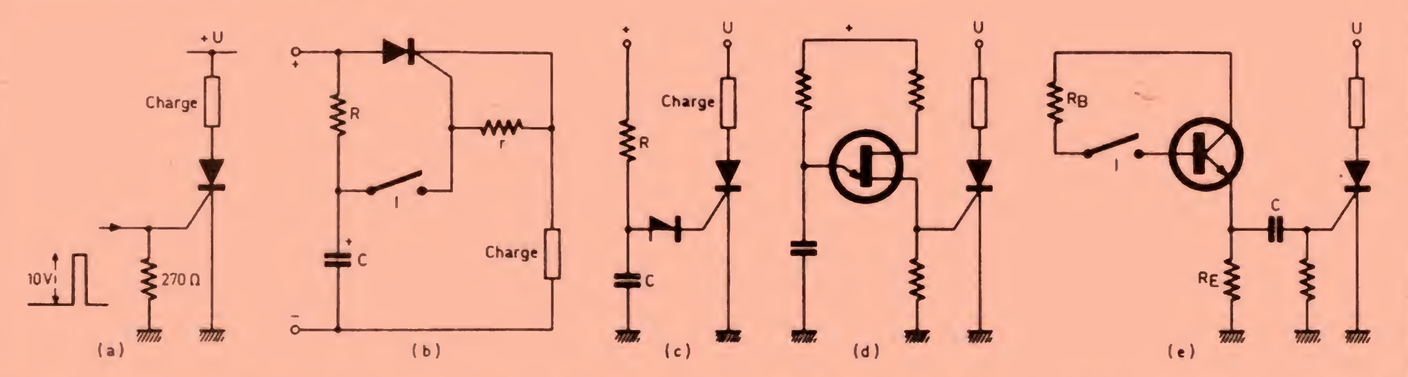


Fig. 10. – Le déclenchement du thyristor peut s'effectuer de différentes façons : (a) par une impulsion de tension – (b) par la fermeture de l'interrupteur I – (c) par une diode Shockley – (d) à travers un UJT ou un montage collecteur commun (e).

ploie souvent aussi une diode Shockley (c), un transistor unijonction (d) ou encore un montage collecteur commun (e) dont on sait que l'impédance de sortie est très faible. Lorsqu'il y a nécessité de commander des tensions ou des puissances élevées et qu'un problème d'isolement se présente, on emploie soit un transformateur d'impulsion, soit un coupleur optoélectronique (fig. 11).

Commande de la phase

Nous avons vu qu'en déclenchant la gâchette à un certain point de la sinusoïde, nous pouvons commander le courant alimentant la charge. Le thyristor se débloque à un certain moment de l'alternance positive et reste dans cet état jusqu'à la fin de l'alternance.

Le déphasage s'obtient aisément avec un circuit RC, soit pratiquement avec un condensateur fixe et un potentiomètre monté en résistance variable.

Pour un réseau de 50 Hz, la durée d'une alternance est de 10 millisecondes. En prenant un condensateur de 0,1 µF, la résistance du circuit RC doit avoir au maximum la valeur :

$$\frac{0{,}01 \text{ sec}}{0{,}1 \times 10^{-6} \text{ F}}$$

soit 100 kΩ (on applique pour ce calcul la formule bien connue : t = RC).

Puisqu'il est difficile d'amorcer le thyristor dès le début de l'alternance positive et de le garder amorcé jusqu'à la fin de celle-ci, on choisit un potentiomètre de 50 kΩ en série avec une résistance fixe, par exemple de 5 kΩ. Le circuit complet pourra être celui de la figure 12. Le thyristor est déclenché par un UJT. Celui-ci, et le circuit RC sont, soit alimentés par une source continue (ici de 6 V), soit aussi par le montage classique composé d'une diode Zener et d'une résistance série.

Diac et triac

En branchant tête-bêche deux diodes Shockley en parallèle, on obtient un diac, c'est-à-dire un composant ayant une impédance élevée pour une faible tension appliquée, et une impédance négligeable à partir d'un certain seuil de tension, indépendamment de la phase de la tension (fig. 13.).

En connectant de la même façon deux thyristors, on réalise un triac, soit un composant qui commande le passage du courant en agissant sur les deux alternances (positive et négative) (fig. 14).

Le triac présente donc un intérêt certain, car il laisse passer l'intégralité ou une partie des deux alternances, la commande pouvant se faire également à l'aide d'un circuit déphaseur.

Le schéma donné figure 6, peut donc être transcrit avec l'utilisation d'un triac (fig. 15). A la fermeture de l'interrupteur, les deux alternances du secteur sont transmises à la charge, le triac fonctionne alors en simple relais (le courant peu élevé de la gâchette commande le courant fort de la charge).

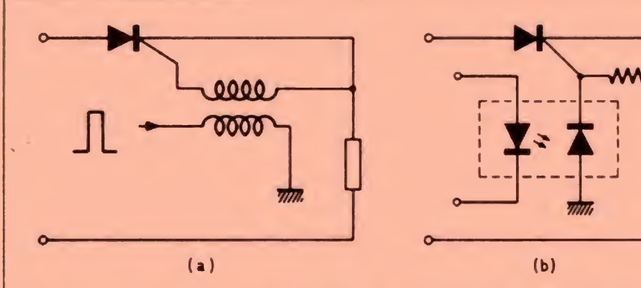


Fig. 11. – Lorsqu'il se pose un problème d'isolement, on utilise un transformateur d'impulsion (a) ou un coupleur optoélectronique (b).

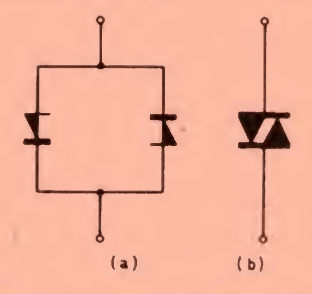


Fig. 13. – Deux diodes Shockley en parallèle (tête-bêche), constituent un diac.

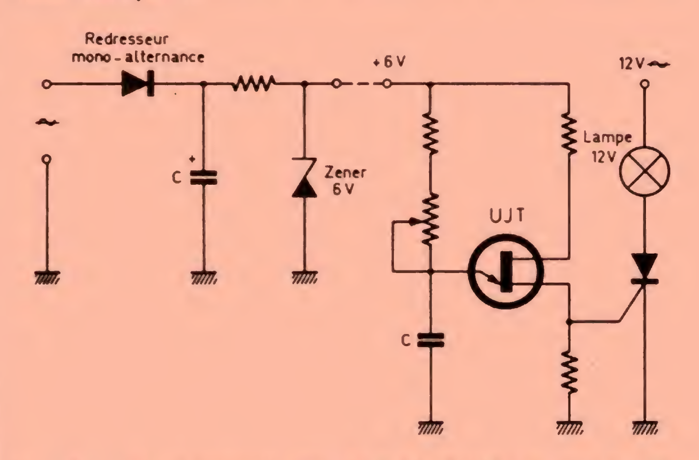


Fig. 12. – La commande peut être alimentée par une alimentation continue ou par un redresseur monoalternance (synchronisation par le secteur).

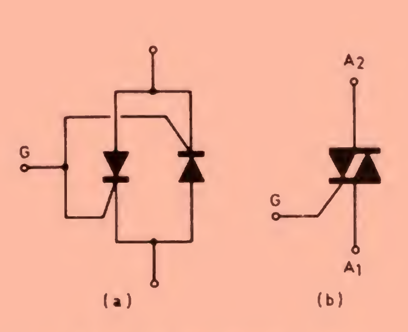


Fig. 14. – En connectant deux thyristors comme en (a), on obtient un triac (b).

Le triac commandé par un circuit RC, et déclenché par un diac est donné sur la figure 16.

Choix des éléments du montage

Il existe de nombreux types de thyristors et de triacs. Généralement, sur les schémas ou chez le revendeur, ces composants sont désignés non pas par leur numéro d'homologation, mais par leurs caractéristiques. Ainsi un thyristor comme le BRY 56 n'est pas référencé uniquement par « BRY 56 » mais plutôt par « BRY 56-2,5A-70 V-TO 72 » ou encore par « Thyristor-2,5A-70 V ».

Il est donc indispensable de connaître d'abord le courant et la tension d'utilisation, que ce soit pour un thyristor ou pour un triac.

Si nous désirons un triac commandant l'éclairage progressif d'une ampoule à incandescence (220 V, 100 W), nous devons en premier lieu calculer la tension max. soit : 220 V × 1,414 $\simeq$ 312 V, à laquelle nous ajoutons une marge de sécurité d'au moins 10 %, ce qui nous donne une tension de 350 V.

En ce qui concerne le courant, il ne suffit pas de le calculer d'après la formule P = EI, car il faut savoir qu'un filament incandescent à froid présente une résistance environ 10 fois moins grande que sa valeur à chaud. En se basant sur la formule ci-dessus, le courant pour notre exemple est :

$$I = \frac{P}{E} = \frac{100\ W}{220\ V}$$

ou 0,45 A, qui est en réalité le courant traversant l'ampoule au bout de quelques secondes. A la mise sous tension, ce courant est multiplié par 10, soit 4,5 A.

Notre triac devra avoir les caractéristiques suivantes : 350 V-4,5A. On choisira alors un triac comme le 4008L4 dont les valeurs nominales sont 8A-400 V avec un boîtier TO 220. La tension de 400 V est une valeur courante puisqu'elle convient pour les triacs fonctionnant sur le secteur 220 V.

Le choix de la résistance dans le circuit de gâchette dépend de la tension (220 V) et de la valeur du courant de gâchette indiquée par le constructeur du triac. Elle est de l'ordre de quelques millis (10 mA). La loi d'Ohm nous donne :

$$\frac{220\ V}{0{,}01\ A} = 22\ k\Omega$$

qui est justement une valeur normalisée. Sa puissance de dissipation sera de l'ordre de 0,22 W. Un bon choix sera une résistance de 1/2 W.

Si un diac est employé pour la commande, il n'est pas nécessaire de faire ce calcul (utilisation d'un diac de 32 V). Le calcul du déphaseur est le même que pour le thyristor.

Courbe caractéristique

La figure 17 représente la courbe caractéristique d'un thyristor en l'absence de courant de commande (ou, ce qui revient au même, la courbe caractéristique d'une diode PNPN). En partant de zéro, et en augmentant progressivement la tension directe positive, on arrive à une certaine valeur V_{BC}, appelée **tension de retournement,** pour laquelle le thyristor s'amorce. Lorsque le thyristor est déclenché, la tension aux bornes de celui-ci chute soudainement vers une valeur très faible proche de 0 V. La courbe pour l'état passant donne la relation entre V direct et I direct. Si ce courant chute au-dessous de la valeur I_H, **courant de maintien** (« holding current »), le thyristor se désamorce.

Pour une tension inverse appliquée au thyristor (V négative sur l'anode), le courant reste très faible dans une grande plage de tension.

Dans le cas d'amorçage par courant de gâchette (cas le plus usuel), la courbe caractéristique est donnée en pointillé.

La figure 18 montre la relation courant-tension d'un diac. Puisque cet élément est bidirectionnel, on y reconnaît, en direct et en inverse, la caractéristique du thyristor (ou de la diode Shockley). Si la tension alternative dépasse V_{BO} (valeur courante 32 V), le diac s'amorce.

J.-B. P.

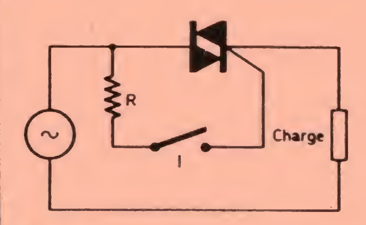


Fig. 15. – Circuit utilisant un triac.

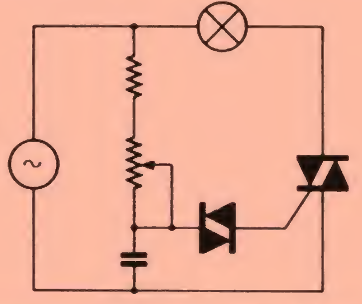


Fig. 16. – Triac commandé par diac avec circuit déphaseur.

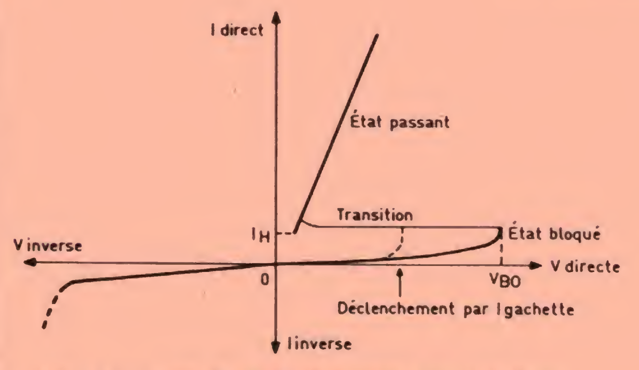


Fig. 17. – Courbe caractéristique d'un thyristor.

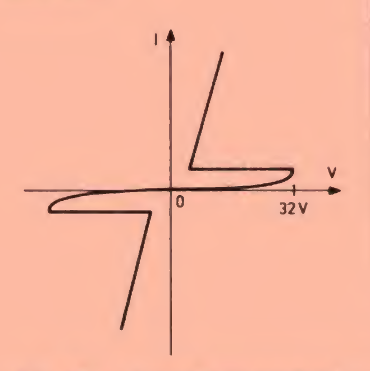


Fig. 18. – Courbe caractéristique d'un diac.

BANC D'ESSAI LE MICRO ORDINATEUR SINCLAIR ZX SPECTRUM

Photo 1. – Le ZX Spectrum.



Il était attendu depuis bientôt un an par tous les passionnés de la micro-informatique dite domestique ; le voici enfin sur le marché. Qui ? Mais le ZX Spectrum bien sûr ! Vous ne savez pas ce que c'est ; eh bien nous allons le découvrir ensemble en quelques lignes.

Dernier né de chez Sinclair, le ZX Spectrum est un micro-ordinateur amateur, de petite taille, économique eu égard à ses possibilités. Il fait, bien sûr, suite au célèbre ZX 81 dont plusieurs centaines de milliers d'exemplaires ont été vendus à travers le monde, encore qu'il se place, tant au niveau performances qu'au niveau prix, un étage au-dessus.

Son aspect « gagdet » ne doit pas vous faire sourire car, dans ce petit boîtier en plastique au clavier ridicule comparé aux « vrais » ordinateurs, se cache une machine travaillant en Basic, sachant faire des graphiques, de la couleur, des sons et bien d'autres choses encore. Mais commençons par le commencement.

PRESENTATION

Dans une banale, mais efficace, boîte de polystyrène blanche se trouve bien peu de chose : un bloc d'alimentation que les possesseurs de ZX 81 auront l'impression d'avoir déjà vu, une cassette dite de démonstration, deux câbles munis de jacks à chaque extrémité, un câble muni d'une prise DIN à un bout et d'une prise péritélévision à l'autre, un petit manuel (en anglais pour le ZX qui nous a été fourni pour cet essai) de quelques dizaines de pages, un gros bouquin de plus de 200 pages (en français, lui) et enfin le ZX Spectrum lui-même.

Si vous êtes prudent, vous allez lire les premières pages du manuel, en anglais si vous aimez cela, en français dans le cas contraire ; de toute façon vous y lirez les mêmes bêtises. Si c'est excusable dans le manuel anglais qui parle du Spectrum vendu là-bas et qui travaille donc selon le système de télévision couleur PAL, nous ne comprenons pas pourquoi le manuel français, rédigé donc pour la France (eh oui !), nous parle des divers systèmes de télévision couleur mais s'obstine à donner le même schéma de raccordement du Spectrum que son homologue anglais sans parler de la prise péritélévision.

Pour utiliser votre Spectrum, il vous faut donc raccorder son bloc secteur dans la prise jack appropriée située en face arrière du ZX ; prise différente de celles utilisées pour les liaisons avec le magnétophone à cassettes ce qui élimine les risques d'erreur. A ce propos, notre bloc secteur était livré avec un cordon secteur sans prise ; cela n'est pas grave mais accroît la fébrilité de la première mise sous tension. Il vous faudra ensuite raccorder votre Spectrum à la prise péritélévision de votre récepteur TV au moyen du cordon adéquat. Aucune erreur de

branchement n'est possible vu les prises employées. Si votre récepteur TV ne dispose pas d'une prise péritélévision, il vous restera le choix entre deux solutions : acheter un codeur Secam vous permettant de rentrer par la prise d'antenne UHF (mais le prix de l'ensemble s'en ressentira et la qualité de l'image sera moindre) ou accepter de fonctionner en noir et blanc, les couleurs se transformant alors en huit teintes de gris différentes.
Une fois ces connexions réalisées, vous aurez la joie de voir apparaître une image couleur vous indiquant que tout se passe bien.

UN PEU DE TECHNIQUE

Le ZX Spectrum se présente dans un boîtier de 140 sur 230 mm et son épaisseur maximum est de 30 mm. La face arrière regroupe, comme vous avez dû le comprendre en lisant ce qui précède, deux prises jacks de 3,5 mm pour un magnétophone à cassettes, une prise DIN pour le câble péritélévision, une prise jack pour le bloc secteur et une découpe rectangulaire laissant apparaître un morceau de circuit imprimé constituant un connecteur encartable double face pour les extensions.
Le clavier n'est pas un « vrai » clavier mais la frappe en est tout de même facile et agréable car les touches s'enfoncent de façon sensible ; de plus, leur contact est doux, comme si elles étaient caoutchoutées. La maîtrise de ce clavier demande, par contre, un peu d'apprentissage car certaines touches ont jusqu'à six fonctions différentes ; heureusement, la sérigraphie en couleurs et un ingénieux affichage au niveau du curseur simplifient le travail lorsque l'on s'est donné la peine d'essayer et de comprendre.
L'ouverture du boîtier laisse voir un « grand » circuit imprimé qui, sur un Spectrum normal, regroupe tous les composants à l'exclusion du transformateur d'alimentation, des diodes de redressement et du chimique de filtrage qui se trouvent, pour raison de taille, rejetés dans le bloc secteur externe. A propos de celui-ci, s'il ressemble à celui du ZX 81, ce n'est pas celui du ZX 81 (toute allusion à une publicité de boisson célèbre est purement fortuite !) ; le transformateur est en effet plus gros car il faut qu'il puisse débiter 1,4 A pour satisfaire le Spectrum.
Le circuit imprimé principal supporte un microprocesseur bien sûr, qui est ici un Z 80 A travaillant à 3,5 MHz de fréquence d'horloge ; une ROM (mémoire morte) programmable par masque qui comprend l'interpréteur Basic et les utilitaires de fonctionnement du Spectrum ; une RAM (mémoire vive) qui peut faire 16 K ou 48 K selon la version de Spectrum que vous aurez choisie ; et un boîtier spécifique au Spectrum qui n'est autre qu'un ULA (Uncommitted Logic Array), c'est-à-dire un réseau de portes logiques programmable par masque (donc lors de la fabrication du circuit intégré) auquel on peut faire réaliser de très nombreuses fonctions selon les connexions qui y sont programmées. Dans le cas du Spectrum, cet ULA sert au décodage d'adresse, à la génération des signaux vidéo, à la génération des signaux pour le magnétophone à cassettes et au décodage des signaux qui en proviennent.
Quelques composants passifs complètent le tout pour fournir un signal vidéo codé selon le système PAL, signal qui est ensuite appliqué à un modulateur UHF.
Un petit « haut parleur » complète le tout et permet d'entendre les sons générés par le Spectrum ; sons que vous pouvez aussi reproduire au moyen d'un amplificateur extérieur raccordé sur un des jacks du magnétophone à cassettes.
Comme dans bien des appareils similaires, le régulateur de l'alimentation 5 V est monté sur le circuit imprimé avec un morceau d'alu en guise de radiateur ce qui fait que le Spectrum dégage, surtout en version 48 K, une douce chaleur après quelques heures de fonctionnement. Signalons une particularité du Spectrum en ce sens qu'il dispose d'un mini convertisseur statique (pour alimenter ses RAM dynamiques qui sont des modèles tri tension) fabriquant du + 12 V et du – 5 V, tensions que vous pouvez utiliser sur une extension si vous vous contentez de quelques mA.
Le Spectrum français dispose d'un circuit imprimé supplémentaire monté la tête en bas dans la partie haute du boîtier ; circuit imprimé dont l'aspect « amateur » montre bien qu'il s'agit d'un rajout fait en petite série. Ce circuit décode les



Photo 2. – Les prises du ZX Spectrum sont groupées en face arrière.

Photo 3. – L'alimentation du ZX Spectrum.

signaux couleur PAL pour fabriquer les trois composantes rouge, vert, bleu et la synchronisation qui sont nécessaires lorsque l'on veut utiliser la prise péritélévision. Il semble bien que cela n'ait pas été prévu lors de la conception du Spectrum car le raccordement de ce circuit est fait par des fils souples soudés un peu « n'importe où » sur le circuit principal.

LE LOGICIEL

Comme la majorité des appareils de ce type, le ZX Spectrum parle Basic. Les mots clés de ce langage sont accessibles par pression d'une seule touche ce qui est très agréable (une fois que l'on a repéré les positions de celle-ci) et diminue les risques de fautes de frappe. Le noyau de ce Basic est classique et dispose de toutes les commandes et fonctions standards. Par rapport au ZX 81, remarquons l'adjonction des instructions READ et DATA qui faisaient cruellement défaut. Le curseur utilisé pour indiquer la prochaine position de frappe est exploité astucieusement puisqu'il revêt la forme d'une lettre clignotante qui peut être : un K lorsque le Spectrum attend un mot clé, un L pour une lettre minuscule, un C pour une lettre majuscule et un E pour un mot clé venant du clavier en mode étendu. Explication : K comme Key (clé), L comme Letter (lettre), C comme Capital letter (lettre majuscule) et E comme Extended (étendu). L'interpréteur Basic analyse chaque ligne au fur et à mesure de sa frappe et refuse d'inclure dans votre programme toute ligne présentant une erreur de syntaxe. Il positionne automatiquement le curseur à l'endroit de celle-ci et le curseur prend alors l'aspect d'un point d'interrogation. Des touches d'effacement et de déplacement du curseur permettent toutes les corrections utiles ; tant dans le cas évoqué ci-avant que dans un listing existant.

Ou cela devient plus amusant, c'est lorsque l'on sort du noyau du Basic pour examiner les ordres spécifiquement Spectrum. Il est alors possible de définir la couleur du bord de l'écran, du centre, des caractères et cela avec une instruction et un chiffre correspondant à la couleur choisie. Il est possible de faire de la musique avec l'instruction BEEP suivie par deux variables, la durée de la note et sa hauteur. Il est possible de dessiner avec l'instruction PLOT pour allumer un point, DRAW pour tracer une droite dont on indique les projections sur les axes, CIRCLE pour tracer un cercle ayant le centre et le rayon que vous voulez. Il est également possible de définir vos propres caractères, leur brillance sur deux niveaux, le clignotement, la surimpression, etc.

Bref un logiciel tout à fait à la hauteur du matériel et permettant d'en exploiter les possibilités avec un minimum d'efforts.



Photo 4. – L'intérieur est bien garni.

LE MAGNETOPHONE A CASSETTE

Comme sur tous les appareils de cette catégorie, il est utilisé comme mémoire de masse, c'est-à-dire pour stocker programmes ou données. Le Spectrum se contente d'un modèle tout à fait ordinaire et, par rapport au ZX 81 pour lequel cet accessoire a fait piquer des crises de nerfs à plus d'une personne, le fonctionnement est excellent, le réglage du volume n'étant plus critique du tout. De plus, la vitesse d'enregistrement a été augmentée à 1 500 bauds ce qui est très satisfaisant.

Autre aspect intéressant du fonctionnement avec des cassettes, l'indication sur l'écran TV des informations rencontrées sur la cassette (noms des programmes et noms des blocs de données).

Enfin, dernier point intéressant à ce sujet, l'existence d'une commande VERIFY qui permet de vérifier que ce que vous venez de sauvegarder sur cassette l'a été correctement. Cette commande relit la cassette et la compare avec le contenu de la mémoire du ZX ; vous ne risquez plus, si vous prenez la précaution d'utiliser cette commande lors de chaque sauvegarde, de vous retrouver avec des cassettes que vous ne pouvez plus charger en mémoire ou dont le contenu est quelconque.

LA DOCUMENTATION

Hormis la critique faite en début d'article au sujet des raccordements à effectuer, le manuel fourni avec le Spectrum est bien fait. Il constitue, en 230 pages, une bonne initiation au Basic en général et à celui du Spectrum en particulier. Quelques coquilles et quelques fautes de traduction font sourire mais ne gênent en rien la lecture. Nous avons apprécié les tableaux synthétiques de la fin du manuel qui résument les instructions, les codes d'erreur, les codes des caractères (à ce propos, le ZX Spectrum utilise le code ASCII), etc. Ces pages peuvent servir à faire quelques photocopies à avoir à portée de main lorsque l'on travaille sur la machine ; photocopies qui constituent alors un bon résumé du manuel. Nous avons aussi aimé la description de la signification particulière de certains octets mémoire utilisés tant par le Basic que pour la gestion de l'image, des cassettes ou d'autre chose. Description qui permet de réaliser des fonctions particulières, surtout si vous travaillez en langage machine.
Côté matériel, nous avons, par contre, regretté le peu de place consacré à celui-ci. La description du connecteur d'extension, intéressante pour tous ceux qui veulent piloter quelque chose avec leur appareil, est reléguée en fin de chapitre et se résume à trois ou quatre lignes et un dessin de celui-ci. Qu'il est loin le ZX 81, fourni avec son schéma complet

L'AVENIR

Cet accessoire n'est pas vendu avec le ZX Spectrum mais nous allons tout de même vous en dire quelques mots. Pour ce faire, l'auteur ne prend pas sa boule de cristal mais sa longue vue pour voir de l'autre côté du « Channel » ; en effet, le ZX Spectrum venant de Grande-Bretagne, nos amis Anglais sont servis environ six mois avant nous et il est donc assez facile de savoir ce qui va être introduit sur le marché français.
Hormis les cartes d'interface, plus ou moins classiques du genre de celles que l'on trouvait pour le ZX 81, telles que interface parallèle, interface pour des poignées de jeux, etc., le ZX Spectrum va voir son intérêt accru par l'introduction des lecteurs de microdisquettes annoncés depuis bien longtemps par des personnes mal informées. Ces lecteurs de microdisquettes seront en fait des lecteurs de microcassettes (qui se présenteront comme des disquettes miniatures) ; la capacité par disquette sera de 85 kilo-octets et le temps d'accès moyen de 3,5 s

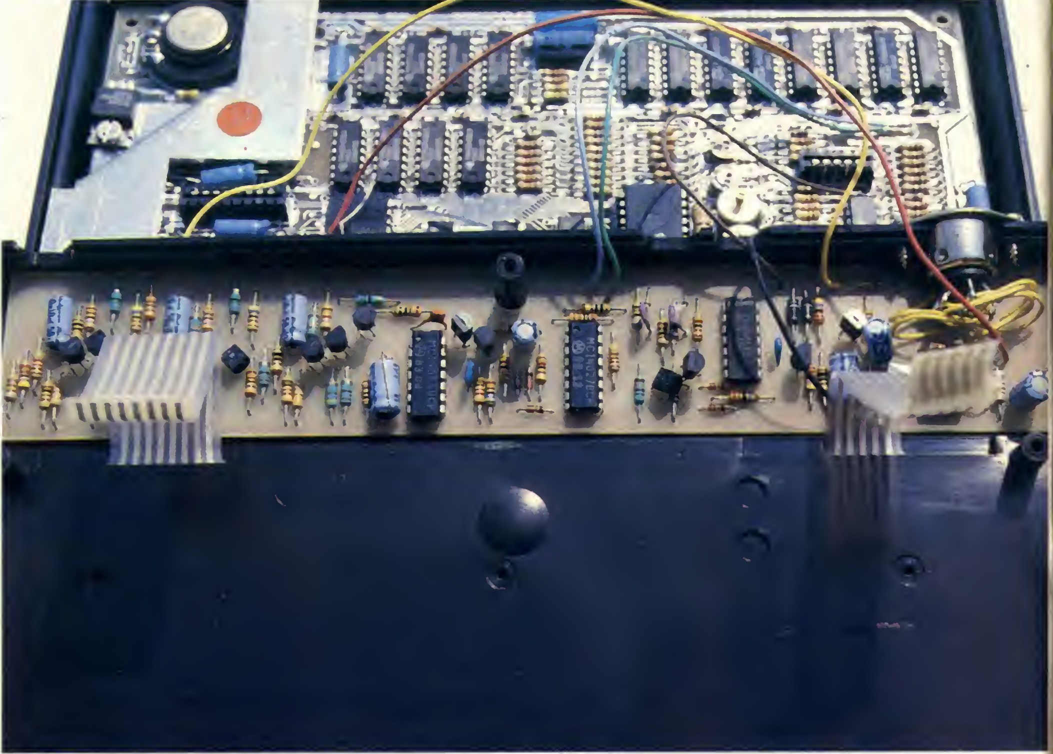


Photo 5. – Le circuit imprimé spécifique à la France et permettant l'entrée par la prise péritélévision.

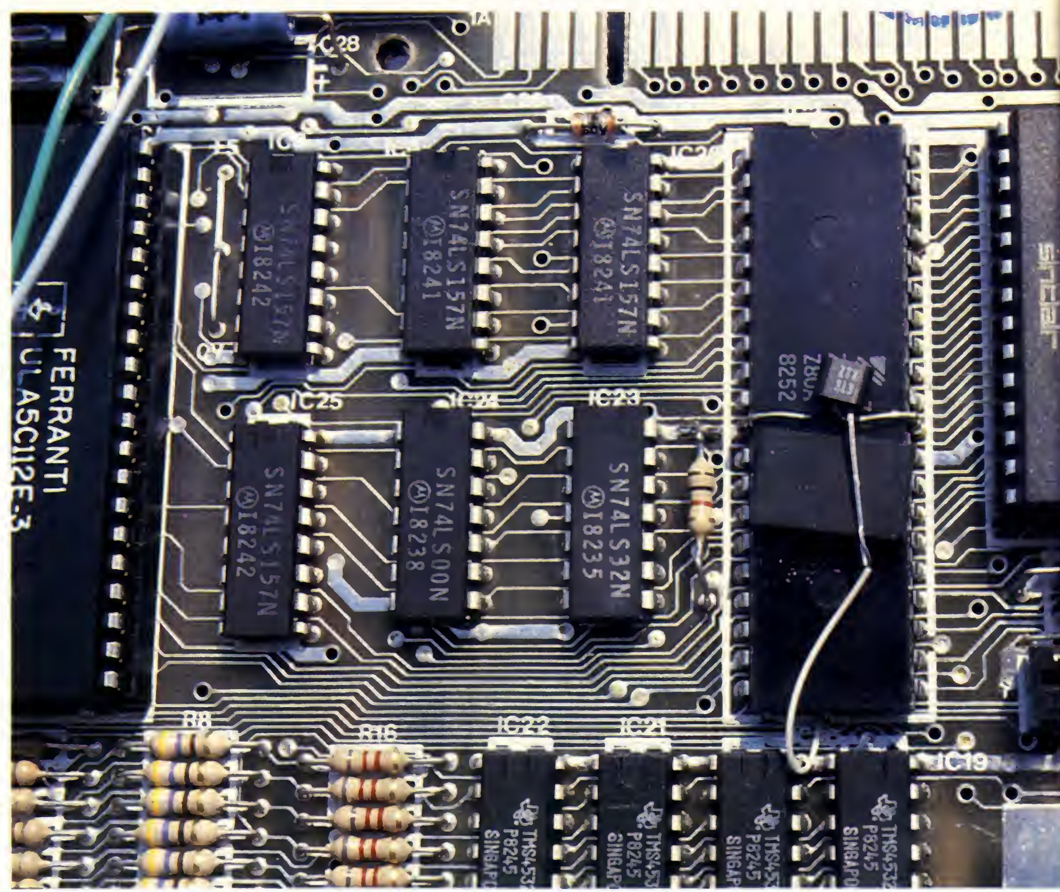
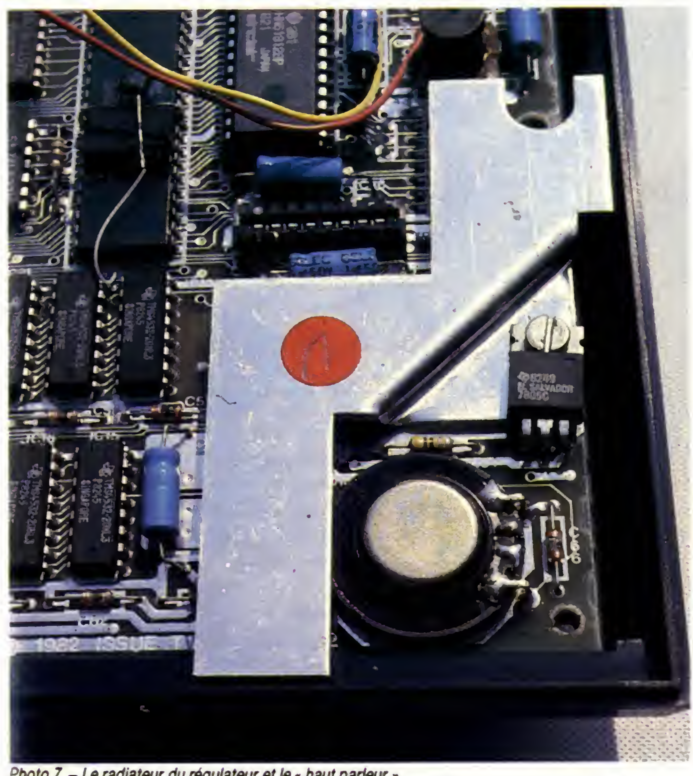


Photo 6. – Un transistor à cheval sur le Z 80... le circuit imprimé n'est pas encore définitif !

SINCLAIR ZX SPECTRUM


Photo 7. – Le radiateur du régulateur et le « haut parleur ».

(on est loin des performances des vraies disquettes). Il sera possible de connecter jusqu'à huit lecteurs sur un seul Spectrum au moyen d'un boîtier d'interface baptisé ZX Interface 1.
Autre nouveauté attendue, la possibilité de connecter plusieurs ZX Spectrum entre eux pour former un réseau avec partage des ressources telles qu'imprimante ou lecteurs de microdisquettes par exemple.
Comme vous le voyez, l'avenir est donc rose même si des concurrents montrent le bout de leur nez et menacent de mener la vie dure au ZX Spectrum.

CONCLUSION

Quelles que soient les critiques que l'on peut faire à un tel appareil, sa première qualité est un rapport qualité/prix excellent et difficilement concevable il y a seulement un ou deux ans. Nous avons aimé le manuel clair et détaillé, le clavier agréable au toucher, le bon fonctionnement de l'interface cassette, les possibilités couleurs et graphiques faciles à utiliser.
Nous avons par contre regretté le manque de détails concernant le connecteur d'extensions, les possibilités un peu limitées du générateur sonore ; la sérigraphie rouge des symboles se trouvant sur les touches du clavier est difficilement lisible sous certains éclairages.
En conclusion, le ZX Spectrum n'est pas un appareil parfait, mais quel appareil peut prétendre à ce titre ; plusieurs concurrents sont disponibles sur le marché dans cette gamme de prix et ils ont, eux aussi, des qualités et des défauts. Si vous connaissez déjà bien la micro-informatique vous trouverez des arguments qui vous inciteront à choisir l'un plutôt que l'autre. Si vous en êtes à vos débuts, vous serez satisfait par le ZX Spectrum autant que par un autre. La bataille ne se situe plus aujourd'hui au niveau du micro-ordinateur proprement dit mais au niveau des services offerts autour de celui-ci : logiciels, extensions, etc.
C. TAVERNIER

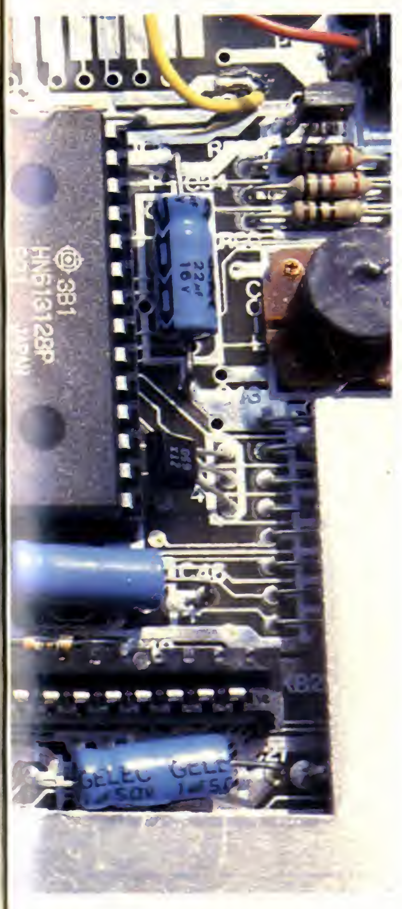




Photo 8. – Un des exemples contenus sur la cassette de démonstration.

Réalisez votre ordinateur individuel

LA CARTE DE PROGRAMMATION DE PROM

APRES avoir vu, dans notre précédent numéro, le schéma et les grands principes de cette carte de programmation, nous allons aujourd'hui vous en présenter la réalisation. Nous vous dirons aussi quelques mots de l'EAROM 2816 de Motorola, dont nous avons parlé dans notre article précédent, puisque notre programmateur est capable de la programmer et de l'effacer.

Les composants

La figure 1 vous indique la nomenclature complète de ceux-ci ; cependant, et comme nous vous l'avons annoncé, un kit complet comprenant les composants, le circuit imprimé et la disquette de logiciel est disponible chez FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis. Ce kit ne comprend pas le câble de liaison avec la carte IPU ou IPT09 ni le transformateur facultatif dont nous avons parlé dans notre précédent numéro et sur lequel nous allons revenir ci-après.

Le circuit imprimé est, comme à l'accoutumée, un double face à trous métallisés et ses dimensions sont telles qu'il rentre dans un boîtier TEKO type P4 ce qui permet ainsi de constituer très facilement un coffret pour ce montage. Pour ceux d'entre vous qui souhaiteraient le réaliser eux-mêmes, le dessin des deux faces du circuit imprimé est présenté à l'échelle 1 en figures 2 et 3.

Réalisation

Elle ne présente pas de difficulté mais nous vous conseillons de lire ces lignes avant de vous précipiter sur le plan d'implantation. En effet, pour permettre une mise en boîte facile du montage, deux composants sont à monter côté cuivre du circuit imprimé.

Muni du plan d'implantation de la figure 4, vous allez monter, côté composants, les connecteurs et les supports de circuits intégrés sauf le support à 28 pattes destiné à recevoir les mémoires à programmer. Vous poursuivrez ensuite le

Nbre	Rep.	Types et équivalents	Remarques
3		SN 74 LS 541	74541 TTL
1		SN 74 LS 245 ou 74 LS 645	74245 TTL
1		SN 7406 ou 74 LS 06	7406 TTL
1		SN 7407 ou 74 LS 07	7407 TTL
1		SN 74 LS 138 ou 74138	74138 TTL
1		MC 14016 B ou CD 4016 B	4016 C.MOS
1		μA 723 ou LM 723 ou MC 1723	
1		μA 7805 ou MC 7805	Rég. 5 V 1 A
4	DR	1N 4002, 4003, 4004	
2		1N 914 ou 1N 4148	
2	T_1, T_2	2N 2222 A	
1	T_3	TIP 30 A, B ou C	
1	T_4	MJE 3055 ou TIP 3055 ou 2N 3055	
15		Résistances 1/4 W 5 % 4,7 kΩ	
2		Résistances 1/4 W 5 % 10 kΩ	
2		Résistances 1/4 W 5 % 2,2 kΩ	
2		Résistances 1/4 W 5 % 1 kΩ	
1		Résistance 1/4 W 5 % 6,8 kΩ	
1		Résistance 1/2 W 5 % 6,8 Ω	Cermet
4		Pot ajustable 22 kΩ pas de 2,54 mm	ou multitours
10		22 nF céramique multicouches	
1		1 nF céramique	
2		0,1 μF céramique multicouches	
1		0,22 μF mylar ou 0,33 μF	
2		220 μF 15 V ou plus	
1		1 000 μF 35 V ou plus	
1		1 μF 12 V ou plus	
5		Relais DIL D 31 C 2110 CELDUC	

Fig. 1 – Nomenclature des composants.

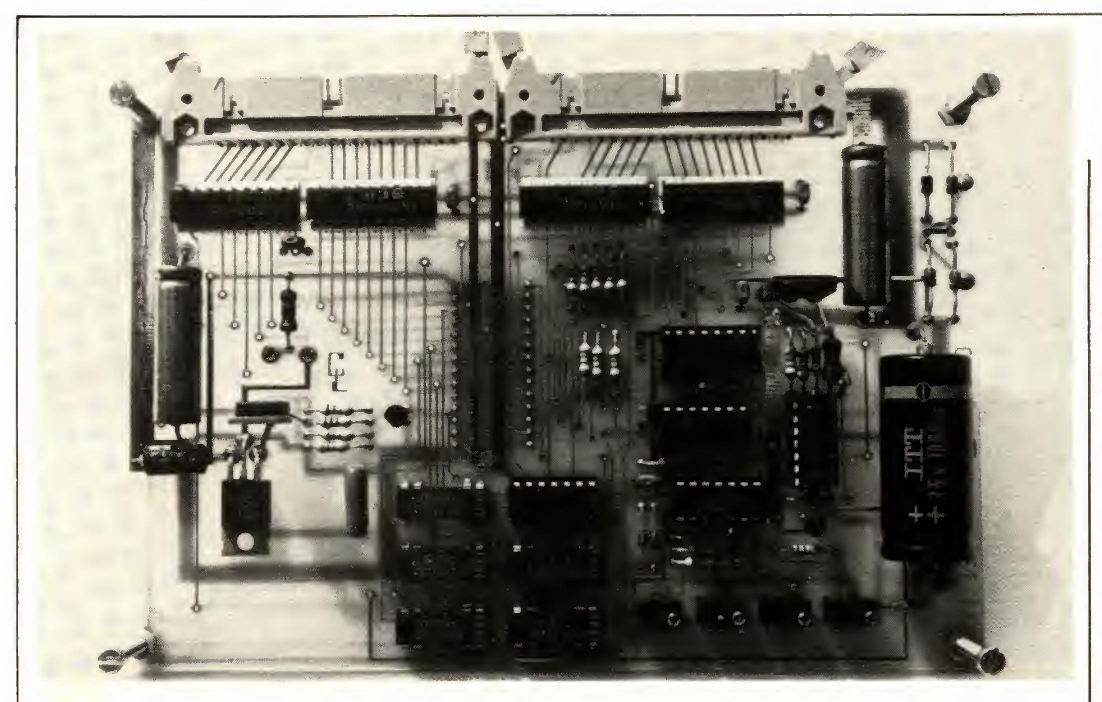


Photo 1. – Circuit imprimé du programmateur de PROM vu côté composants.

montage avec les composants passifs, condensateurs et résistances puis ce sera le tour des transistors et diodes.

Si vous ne souhaitez pas équiper le montage d'un transformateur extérieur et que vous utilisez le 30 V disponible dans le mini-ordinateur, ne montez pas les quatre diodes de redressement reliées à l'entrée 24 V alternatifs. L'implantation des transistors ne présente pas de difficulté, la figure 5 vous rappelant le brochage afin de vous éviter toute recherche. Pour ce qui est de T_1, T_2 et T_3 il n'y a rien à signaler ; veillez seulement à bien orienter T_3 dont la face métallique doit être du côté des relais en boîtier DIL. Pour ce qui est de T_4, deux solutions s'offrent à vous selon que vous avez un transistor en boîtier TO3 ou un transistor en boîtier plat type TO 220 ou similaire. Si vous êtes dans ce dernier cas, T_4 se monte directement dans les trous prévus à cet effet en respectant bien l'orientation de sa face métallique qui, dans le cas d'un MJE 3055 est côté connecteurs des PIA. Si vous disposez d'un T_4 en boîtier TO3, celui-ci sera monté sur une face métallique du boîtier qui devra recevoir le programmateur en interposant les accessoires d'isolement classique (rondelles isolantes et mica) car le collecteur de ces transistors est relié au boîtier et il faut donc les isoler lors du montage. Pour ceux d'entre vous qui ne sont pas des familiers des amplis Hi-Fi, la figure 6 rappelle comment se monte un tel transistor. N'oubliez pas d'enduire généreusement l'isolateur en mica de graisse aux silicones pour améliorer la conductibilité thermique. Dans ce dernier cas, T_4 est relié aux trois pastilles prévues à cet

Fig. 2. – Dessin du circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

effet au moyen de fils souples de 9/10 mm de diamètre.

Le régulateur 5 V est monté ensuite ; il doit être placé à plat sur le circuit imprimé, à environ 5 mm des pastilles destinées à recevoir ses pattes. Il n'est pas utile de le munir d'un radiateur même si vous désirez faire une utilisation intensive de ce programmateur.

Les relais DIL peuvent ensuite être soudés sur le circuit imprimé. Procédez avec soin en évitant de les chauffer exagérément car ce sont des composants assez fragiles (et chers !).

Lorsque cette face composants du circuit est équipée, retournez celui-ci et soudez un support 28 pattes (le kit en contient 3, 2 normaux et 1 à force d'insertion nulle) dans l'emplacement prévu à cet effet, l'ergot ou l'encoche de repérage des pattes 1 et 28 étant orienté vers les connecteurs des PIA. Soudez ensuite la LED d'indication de tension sur le support sur les deux grosses pastilles prévues à cet effet, la cathode de celle-ci étant côté support. Laissez environ 1 à 1,5 cm de longueur aux fils de cette LED afin qu'elle puisse apparaître par un trou du boîtier à côté du support (voir ci-après la partie mécanique de celui-ci).

Arrivé à ce stade, il doit normalement vous rester en main un support 28 pattes normal et un support à force d'insertion nulle (le gros support muni d'un petit levier). Il vous faut alors souder le support à force d'insertion nulle sur le support normal comme schématisé figure 7. En effet, ce support a des pattes plates et larges et, de ce fait, ne peut s'enficher dans un autre support ; il ne peut pas non plus

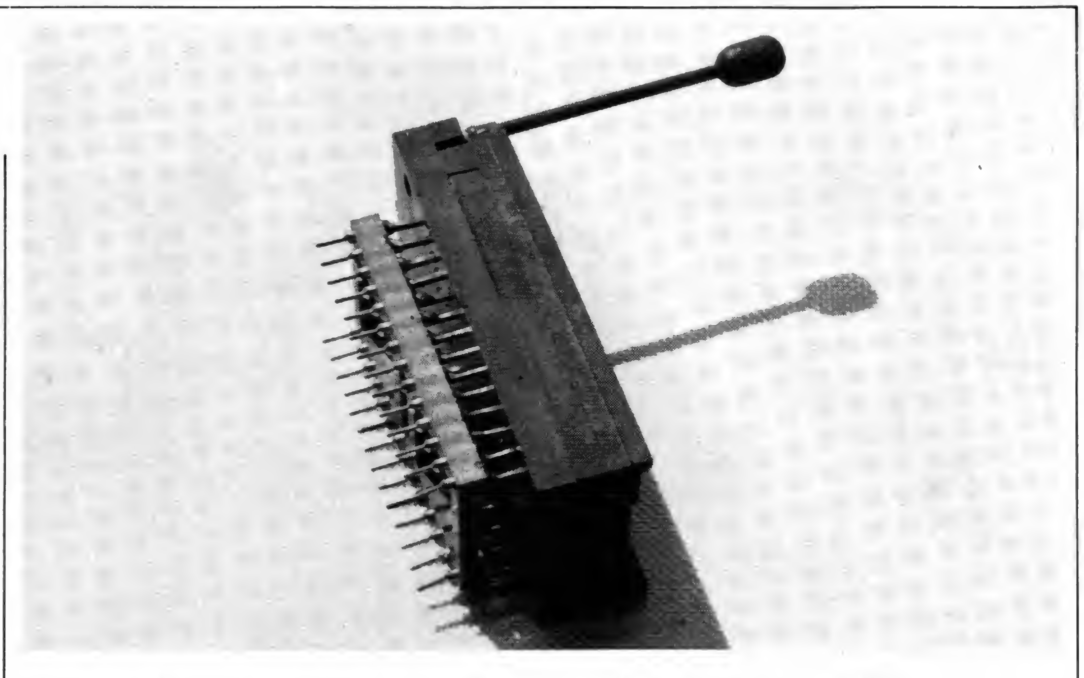


Photo 2. – Montage du support à force d'insertion nulle sur un support normal.

Fig. 3. – Dessin du circuit imprimé, vu côté composants, échelle 1.

se mettre dans des trous de circuit imprimé de taille normale. De plus, un tel support est très coûteux ; notre solution évite de l'immobiliser sur un montage et vous permet de l'employer ailleurs (sur un montage en cours de mise au point par exemple). Le fait de le souder sur un support normal permet, en effet, de l'enficher ensuite dans un support quelconque. Cette opération de soudure demande un peu de soin et il est prudent de vous assurer de sa qualité et de l'absence de pont de soudure entre pattes. De plus, pour ne pas trop torturer le support normal pendant cette opération, évitez de faire toutes les pattes les unes après les autres. Faites quelques pattes réparties sur le support, laissez refroidir, revenez-y et ainsi de suite. Lorsque c'est terminé, enfichez cet ensemble dans le support 28 pattes de la carte, ergot (ou levier pour le support à force d'insertion nulle) côté connecteur.

Pour l'instant, nous vous conseillons de ne pas mettre en place les circuits intégrés sur les supports car, comme dans toute réalisation où intervient du câble plat, nous nous livrerons à une vérification des alimentations qu'il est préférable de faire sans les CI au cas où...

L'alimentation « haute tension »

Comme nous l'avons dit en présentant le schéma théorique, deux possibilités vous sont offertes : récupérer le 30 V continu qui sort de l'alimentation du mini-ordinateur et l'amener au point marqué 30 V= sur le plan d'implantation. Monter un petit transformateur de 24 V 8 VA ou plus dans le boîtier du programmateur. Cette dernière solution, si elle est un tout petit peu plus coûteuse que la précédente, est plus agréable au point de vue câblage. En effet, dans le premier cas, l'on ne peut pas passer le 30 V par le câble plat car l'intensité relativement importante qui y circule lors de la programmation des PROM bipolaires (1 A) conduit à des chutes de tension prohibitives. De plus, les pointes de courant de 1 A peuvent réagir sur les lignes voisines qui véhiculent les signaux TTL et perturber la programmation. Il faut tirer un fil isolé de 9/10 de mm de diamètre indépendant du câble plat.

Dans la deuxième solution, présentée figure 8, deux options sont possibles. En effet, vous pouvez commander la mise sous tension du transformateur au moyen d'un interrupteur mais vous risquez alors d'oublier le programmateur sous tension plusieurs jours !

Vous pouvez aussi, ce que nous avons fait et que nous vous recommandons, utiliser un banal relais 1 RT collant sous 12 V, connecté au 12 V en provenance du mini-ordinateur ; comme cela votre programmateur sera mis sous tension et arrêté auto

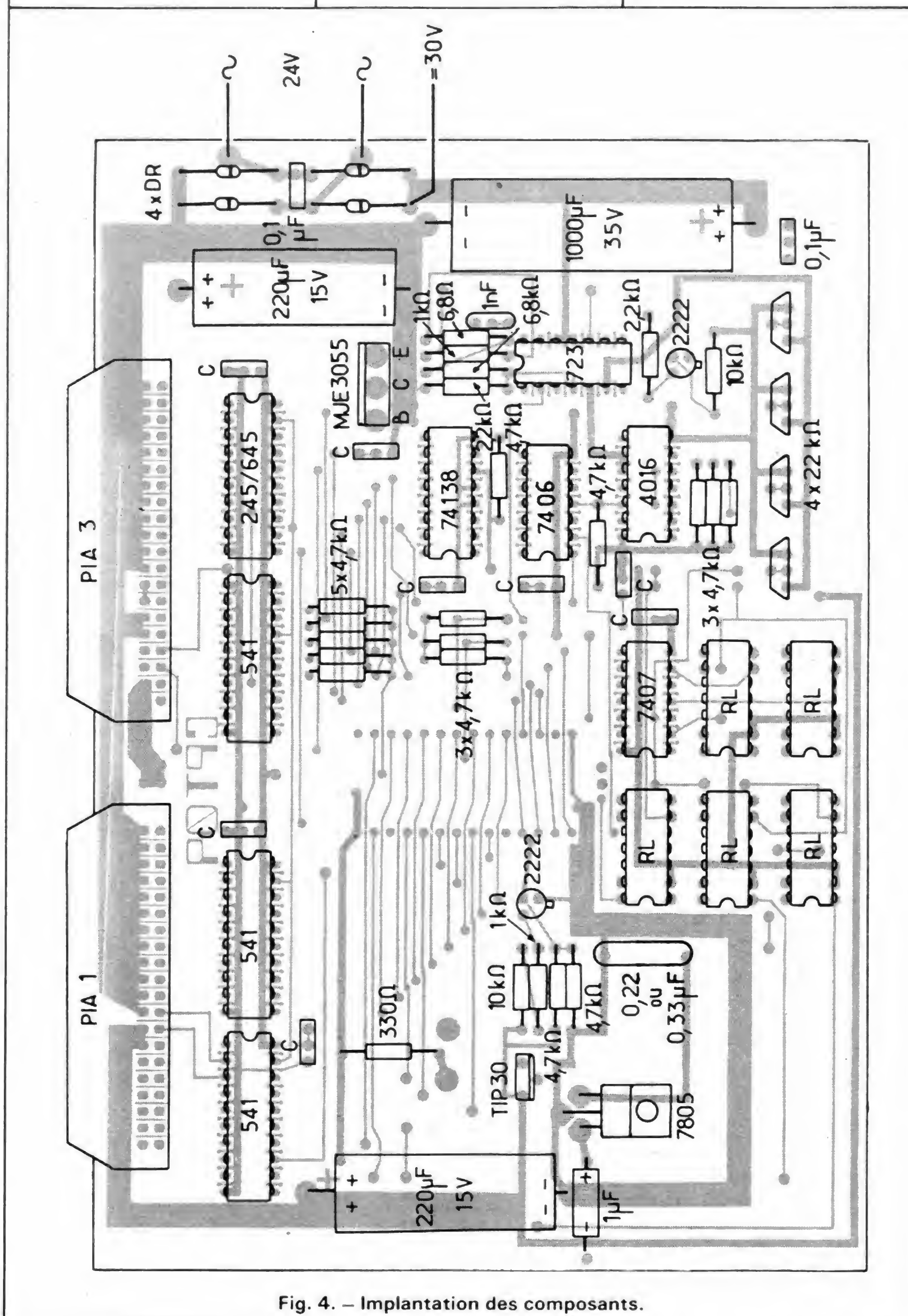


Fig. 4. – Implantation des composants.

matiquement en même temps que votre ordinateur ; c'est plus sûr et plus confortable. Le schéma de câblage dans tous les cas est indiqué figure 8. Le relais est n'importe quel modèle ayant au moins un contact travail pouvant couper du 220 V et dont la bobine est prévue pour coller sous 12 V (ou moins si vous mettez une résistance en série). Evitez de prendre un relais consommant plus de 100 mA pour ne pas trop charger l'alimentation 12 V.

Le boîtier

Il peut, bien sûr, être quelconque et de réalisation personnelle ou commerciale. Nous avons choisi une taille de circuit imprimé qui rentre dans un boîtier peu coûteux et disponible partout, le TEKO P4. Son esthétique n'est pas terrible mais son prix bas et sa découpe facile compensent cela. La figure 9 vous montre la disposition que nous avons adoptée. Le circuit imprimé est fixé sous la face supérieure du boîtier au moyen d'entretoises de façon à ce que le support à force d'insertion nulle arrive à une hauteur suffisante pour pouvoir abaisser son levier. La LED passe dans un trou de cette même face supérieure et, lors du montage définitif, vous serez peut-être amené à retoucher la longueur de ses fils afin que tout se présente bien. Deux « découpes » rectangulaires minces, faites à la lime plate, permettent aux câbles plats de sortir par un flanc du boîtier. Si vous avez choisi l'alimentation à transformateur, celui-ci est vissé dans le fond de la boîte et le cordon secteur sort par un passe-fils fixé sur une face latérale. Si vous utilisez le relais de mise en marche, point n'est besoin de vous embêter avec des fixations compliquées ; un peu de colle contact au néoprène le fixera la tête en bas (et les cosses en haut donc) sur le fond du boîtier. Prévoyez des fils assez longs entre le transfo et le circuit imprimé de façon à pouvoir sortir la face supérieure et son circuit imprimé sans avoir à déconnecter celui-ci.

Nous vous conseillons aussi de prévoir dans ce boîtier quatre trous de la taille d'un petit tournevis afin de pouvoir accéder aux potentiomètres de réglage des tensions de programmation sans avoir à démonter tout votre programmateur. Ces tensions ne se dérèglent, en principe, pas mais les trous de réglage sont si vite faits qu'il serait dommage de s'en priver.

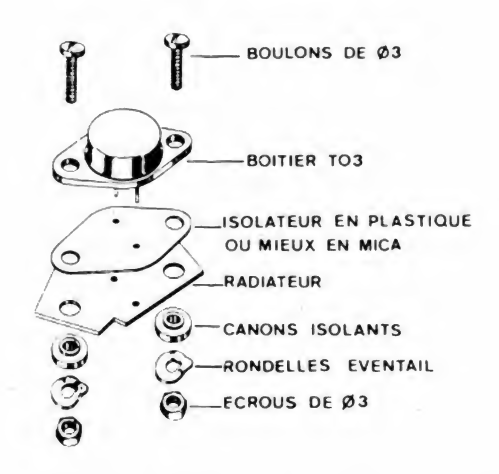


Fig. 6. – Rappel du principe de montage d'un transistor de puissance sur un radiateur avec les accessoires d'isolement.

Fig. 5. – Brochage des composants.

Préparation des cartes IPT09 ou IPU

Comme nous l'avons indiqué, ce programmateur nécessite, pour le piloter, deux PIA ; il peut donc fonctionner avec une carte IPT09 mais aussi avec la carte IPU de notre ancien mini-ordinateur à base de 6800. La préparation de ces deux cartes est très rapide comme nous l'allons voir. Commençons par la plus simple : la carte IPT09. En effet, cette carte étant celle spécifiquement conçue pour ce mini-ordinateur, le programmateur de PROM en est directement compatible.

Il vous faut donc équiper votre carte IPT09 de deux PIA 6820 ou 6821 aux emplacements PIA/VIA 1 et PIA/VIA 3. L'emplacement PIA/VIA 2 peut-être vide ou occupé par n'importe quoi, cela n'a pas d'importance. Même remarque en ce qui concerne l'emplacement du timer. Il vous faut donc mettre aussi en CONFIGURATEUR 1 et CONFIGURATEUR 3 le configurateur pour PIA. Les interrupteurs seront, par ailleurs, positionnés comme suit : S_0, S_4, S_{10}, S_{11}, S_{12} et S_{13} fermés, tous les autres ouverts. Cela correspond à la configuration : fonctionnement sur VMA, page 1, PIA en E100 et E120, pas d'interruption. Toutes ces indications sont, bien sûr, extraites de notre numéro de juillet dans lequel a été décrite la carte IPT09.

En ce qui concerne la carte IPU du système à base de 6800, il faut l'équiper, elle aussi, de deux PIA 6820 ou 6821 et mettre en place les straps (ou fermer les interrupteurs) : S_1, S_2, S_3 et S_8 pour placer les PIA en E100. Pour plus de renseignements sur cette carte, nous vous rappelons qu'elle a été décrite dans le numéro 1660 à partir de la page 200. Il vous faut ensuite faire un travail supplémentaire par rapport à la carte IPT09. En effet, les connecteurs de la carte IPU ne sont pas reliés aux pattes des PIA ; il vous faut donc câbler ceux-ci comme sont câblés ceux de la carte IPT09. Pour ce faire, utilisez le brochage de ces connecteurs indiqué dans le numéro de juillet 1983 du journal en figure 6, page 99. N'oubliez pas de câbler le + 12 V qui est utilisé sur la carte de programmation. Le – 12 V n'a, par contre, pas besoin d'être câblé. D'autre part, et pour pouvoir lire correctement les lignes qui suivent, vous appel-

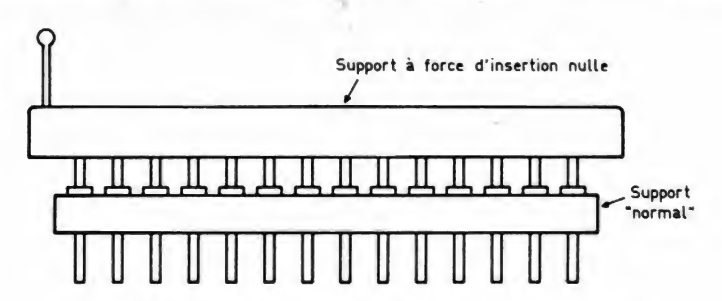
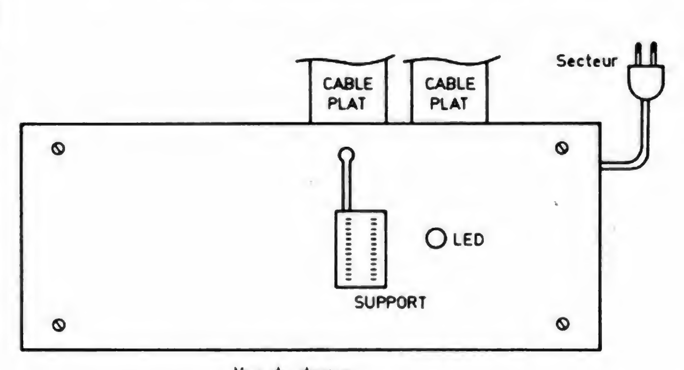


Fig. 7. – Montage du support à force d'insertion nulle.



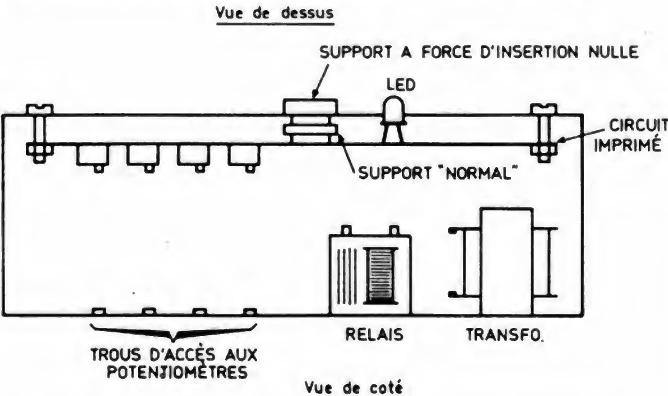


Fig. 8. – Les deux schémas d'alimentation possibles.

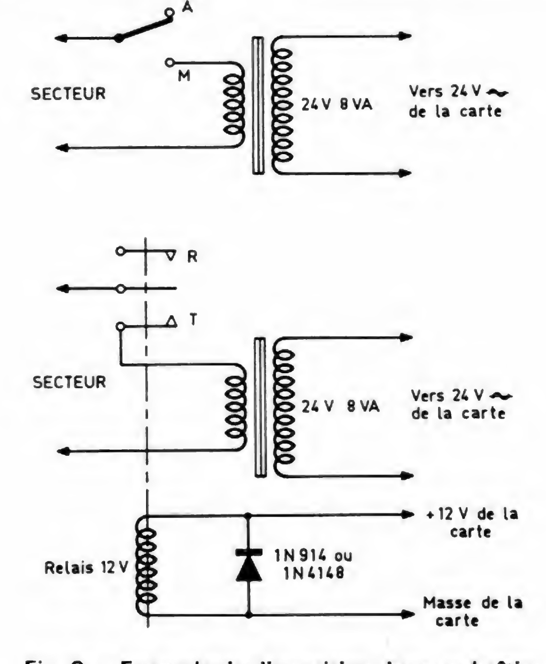


Fig. 9. – Exemple de disposition dans un boîtier.

BROCHAGE « TEXAS-MOTOROLA »	BROCHAGE « INTEL »
MOTOROLA MCM 2532 TEXAS TMS 2532 HITACHI HN 462532	INTEL 2732 TEXAS TMS 2732 HITACHI HN 462732 FUJITSU MBM 2732 NEC D 2732 AMD 2732 DC EUROTECHNIQUE ET 2732 TOSHIBA TMM 2732 SGS ATES M 2732 MITSUBICHI M5L 2732 N.S. 27320

Fig. 10. – Les deux familles de 2732 et 2532 avec les références et les fabricants.

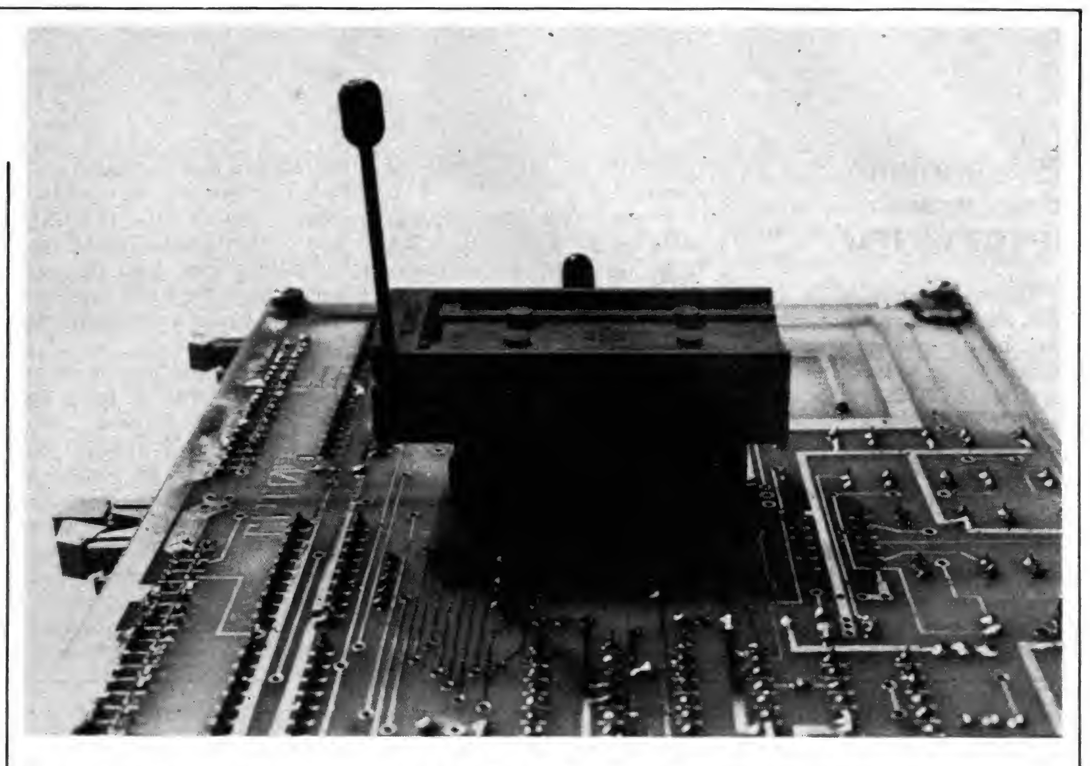


Photo 3 – Mise en place du support à force d'insertion nulle.

lerez « PIA 1 » le PIA 1 de la carte IPU et « connecteur de PIA 1 » le connecteur auquel vous l'aurez relié ; vous appellerez « PIA 3 » le PIA 2 de la carte IPU et « connecteur de PIA 3 » le connecteur auquel vous l'aurez relié. Dans ces conditions, les cartes IPT09 et IPU peuvent être présentées sans distinction dans la description des connexions que nous allons faire maintenant.

Essais préliminaires

Avant de poursuivre plus avant cette réalisation, nous allons vérifier que les cartes IPU ou IPT09 sont bien à la place requise. Pour ce faire, vous allez mettre celles-ci sur le bus et vérifier que, pour la carte IPT09, PIA 1 se trouve de E120 à E123 et PIA 3 de E100 à E103 ; pour la carte IPU, PIA 1 se trouve de E104 à E107 et PIA3 de E108 à E10B. Si tel n'est pas le cas, vous avez fait une erreur de positionnement de straps.

Ces essais étant faits, il vous faut réaliser quatre câbles plats à 40 points. Deux vont de la carte IPU ou IPT09 à la face arrière, les deux autres iront de la face arrière au programmateur proprement dit. Evitez dans la mesure du possible d'allonger exagérément ces liaisons. Pour la partie située dans le boîtier, il est inutile de prévoir une longueur permettant de mettre la carte sur rallonge. En effet, les connecteurs de la face arrière du boîtier sont identiques, au point de vue brochage et dimensions, à ceux situés en haut des cartes. Lors d'un dépannage, il suffit donc de brancher directement les câbles qui doivent aboutir en face arrière sur la carte à dépanner qui peut alors être mise sur rallonge sans difficulté. Une longueur totale maximum d'environ 1,50 m entre carte et programmateur est conseillée.

Pour la réalisation de ces câbles, il faut procéder avec soin en respectant les repères portés sur les prises (généralement de petites flèches) ce qui évite par la suite d'en mettre à l'envers avec toutes les conséquences agréables que cela comporte...

Pour sertir les prises, nous vous avons déjà exposé notre méthode faisant appel à des cales en bois de la taille de la prise, que l'on presse dans un étau. Avec un peu de soin c'est parfait ! Il faut seulement faire attention à ce que, pendant cette opération, le câble soit bien perpendiculaire à la prise sinon l'on risque un court-circuit général car l'on peut sertir entre les conducteurs.

Dans tous les cas, un contrôle à l'ohmmètre, point à point, est indispensable même si vous êtes sûr de vous. Ce contrôle sera fait une première fois de la carte à la face arrière et une deuxième fois de la carte IPU ou IPT09 à la carte de programmation. Lors de ce contrôle, il faut, bien sûr, que le câble partant de PIA 1 arrive sur l'emplacement PIA1 de la carte programmateur et que le câble partant de PIA3 arrive sur l'emplacement PIA3 de la carte programmateur. Si tout est bon, vous pouvez continuer.

Mise à feu et réglages

Rassurez-vous, les réglages sont fort simples et ne font appel qu'à un voltmètre vulgaire (et le programme de pilotage de la carte vous indique même sur l'écran comment le brancher !).

Lorsque les vérifications précédentes sont faites, connectez la carte programmateur sur la carte IPU ou IPT09, ne branchez pas le 30 V continus ou le transfo selon l'option que vous avez choisie et ne mettez pas en place les circuits intégrés sur la carte programmateur. Mettez votre système sous tension, vérifiez que tout fonctionne encore et mesurez les alimentations sur les supports des 74541, 74645, 74138, 7406 et 7407 de la carte programmateur ; vous devez lire 5 V entre patte 16 ou 14 et masse c'est-à-dire patte 8 ou 7 (pour les boîtiers à 16 et 14 pattes respectivement). Vérifiez l'alimentation du 4016 qui doit être de + 12 V sur la patte 14 par rapport à la masse située sur sa patte 7. Si ces vérifications sont correctes, passez à la suite, sinon la cause du problème doit être vite trouvée vu le faible nombre de composants mis en place, la plus probable étant un défaut dans le câble plat.

Coupez le courant, branchez le 30 V continus ou le transfo selon l'option choisie, mettez en place les circuits intégrés en respectant bien leur sens et vous êtes prêt pour le grand départ.

Avec votre circuit imprimé vous a été fournie une disquette supportant le logiciel de commande de ce programmateur (pour une version cassette du logiciel voir ci-après, les explications qui suivent restant valables). Cette disquette comprend quatre fichiers PROG1.CMD, PROG2.CMD, PROG3.CMD et PROG4.CMD. Les deux premiers sont prévus pour le pilotage du programmateur à partir de la carte IPU, les deux suivants sont prévus pour le pilotage du programmateur à partir de la carte IPT 09. Dans chacun de ces deux cas, deux autres cas sont prévus selon que vous disposez d'un terminal classique (ou de celui de décembre 1981) ou de la carte IVG ou IVG 09. En résumé, vous disposez donc de :

– PROG1.CMD pour IPU et terminal,
– PROG2.CMD pour IPU et carte IVG ou IVG 09,
– PROG3.CMD pour IPT 09 et terminal,
– PROG4.CMD pour IPT09 et carte IVG ou IVG 09.

La première opération à faire consiste donc à copier celui de ces fichiers qui correspond à votre cas sur votre disquette système en lui donnant le nom de votre choix (nous l'avons appelé PROG.CMD

tout simplement). N'oubliez pas, lorsque vous faites cette copie et (ou) ce changement de nom de maintenir CMD comme extension sinon le programme ne serait plus considéré comme une commande du DOS. Lorsque cette copie est faite, mettez votre disquette origine en lieu sûr, en cas de problème ultérieur ou de changement de configuration de votre système (passage du terminal à la carte IVG 09 par exemple).

Mode d'emploi du programmateur

Plutôt que de vous dire quoi faire pour essayer le programmateur et vous décrire ensuite le mode d'emploi, nous allons voir celui-ci au complet tout de suite et nous vous indiquerons ensuite quelle commande exécuter pour les essais et réglages ; cela sera plus pédagogique et plus propre au point de vue présentation.

Le programme de programmation (!) se lance comme une commande du DOS en frappant tout simplement son nom suivi d'un retour chariot. Un menu vous est alors proposé correspondant tout d'abord au type de mémoire que vous allez programmer. Répondez à la question posée en frappant le numéro de la ligne correspondant au type de mémoire choisi compte tenu des indications suivantes :

– 2716 et 2516 monotension correspond à toutes les mémoires UVPROM 2 K-mots de 8 bits, 2716 et 2516 n'utilisant en fonctionnement normal qu'une tension unique de 5 V. A l'origine de cette famille de mémoires existaient des 2716 tritension (+5, +12 et –5 V d'alimentation) mais ces mémoires ont disparu du marché au profit des monotensions, ce qui est normal, et l'on ne devrait plus en trouver dans le commerce à l'heure actuelle. Attention, chez Texas les TMS 2716 sont tritensions, les TMS 2516 sont monotension alors que d'autres fabricants appellent indifféremment les mémoires monotension 2716 ou 2516.

– 2732 brochage « Intel » programmation sous 25 V correspond à toutes les mémoires type 2732 au brochage compatible avec les mémoires Intel ; une liste non exhaustive des fabricants ayant adopté ce brochage et indiquée en figure 10.

– 2732 et 2532 brochage « Texas » correspond aux mémoires type 2732 ou 2532 dont le brochage est compatible avec celui des mémoires Texas ; une liste, non exhaustive également, est indiquée en figure 10. Logiquement, et compte tenu de l'évolution du marché, ces mémoires sont appelées à disparaître peu à peu au profit des 2732 au brochage « Intel ».

Au niveau de cette sélection, attention à quelques pièges : Hitachi et Texas fabriquent des mémoires ayant les deux brochages ; la HN 462732 d'Hitachi et la TMS 2732 de Texas sont au brochage « Intel » ; la HN 462532 et la TMS 2532 sont au brochage « Texas ». Théoriquement, l'on peut dire que les 2532 sont généralement au brochage Texas et les 2732 au brochage Intel mais comme nous n'avons pas la certitude d'avoir vu tous les marquages existants, nous ne l'affirmons pas à 100 %.

– 2732 A brochage « Intel » programmation sous 21 V correspond à la nouvelle génération de 2732, toutes au brochage « Intel », celles-là, et qui se programment sous 21 V au lieu de 25 comme les précédentes. Ces mémoires sont toutes repérées, quel que soit le fabricant, avec le suffixe A pour que vous sachiez de façon sûre qu'elles se programment en 21 V ; le 25 V leur est en effet assez néfaste...

– 2764 en boîtier 28 pattes correspond aux mémoires type 2764 de tous les fabricants. Elles se programment toutes sous 21 V, donc pas de problème à ce niveau. Nous n'avons, par contre, pas prévu les 2564 qui sont très peu répandues et qui devraient d'ailleurs disparaître au profit des 2764. Ces 2564 étaient logées en boîtier 24 pattes et seul Texas les produisait.

– 27128 en boîtier 28 pattes correspond à toutes les 27128 existantes.

– MCM 2816 correspond à la MCM 2816 Motorola à l'exclusion de tout autre modèle au jour où nous écrivons ces lignes ; en particulier l'Intel 2816, bien que similaire, ne peut être utilisée ici.

– 7611 bipolaire correspond aux 7611 que vous connaissez bien (DECVIS, DECFLOP, etc.). La programmation de ces mémoires nécessite un adaptateur décrit dans la suite de ces articles, adaptateur qui s'enfiche dans le support 28 pattes comme une vulgaire mémoire.

Il n'y a aucun risque à faire une erreur de sélection, même si une mémoire est déjà placée dans le support car la tension ne sera appliquée sur celle-ci que lors de la frappe d'une commande de lecture ou de programmation.

Comme un oubli est vite arrivé, surtout lorsque l'on programme de nombreuses mémoires différentes, un message vous indiquant pour quel type de mémoire est configuré le programmateur est affiché très souvent et lors de toute demande de commande en particulier.

Lorsque vous avez sélectionné le type de mémoire sur lequel vous allez travailler, la liste des commandes dont vous disposez est alors affichée sur l'écran et vous n'avez qu'à frapper la lettre correspondant à la commande désirée pour déclencher l'exécution de celle-ci. Toute frappe incorrecte fait réafficher la liste des commandes disponibles et poser à nouveau la question. Le même comportement a lieu lors de la demande du type de mémoire si vous frappez un numéro incorrect.

Nous allons maintenant détailler ces commandes mais, au préalable, indiquons comment enficher les mémoires. Les mémoires à boîtier 28 pattes ne posent pas de problème ; il suffit de les mettre dans le support avec l'ergot de repérage des pattes 1 et 28 côté connecteur des PIA. Pour les boîtiers 24 pattes, il faut bien sûr orienter les mémoires dans le même sens mais il faut placer ces mémoires dans les pattes du « bas » du support, c'est-à-dire le plus possible côté des relais DIL. La figure 11 explique cela mieux qu'un long discours.

Toujours à propos de l'insertion des mémoires sur le support de programmation, précisons qu'il ne faut en aucun cas mettre ou enlever une mémoire lorsque la LED est allumée ; celle-ci indique en effet la présence de tension sur les pattes de la mémoire.

A ce propos, précisons qu'un support à force d'insertion nulle s'utilise de la façon suivante : levier en haut, la mémoire peut être mise ou enlevée du support ; levier en bas, elle est verrouillée dans le support. Le contraire marche aussi mais, dans ce cas, les pattes de la mémoire ne sont pas pincées dans les contacts du support mais entre un demi-contact et le plastique ce qui est très mauvais. Précisons aussi que, pour ne pas compliquer à outrance le schéma de

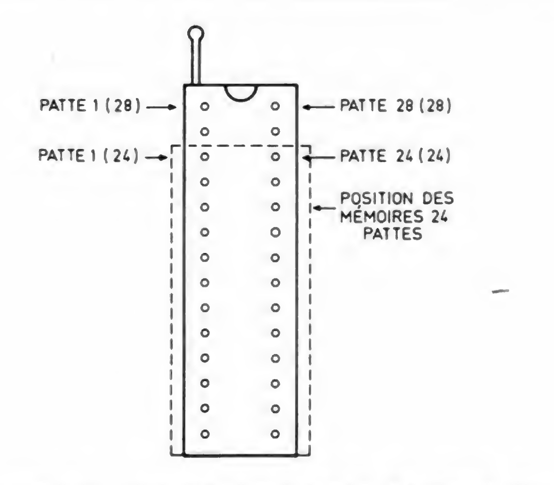


Fig. 11. – Position des mémoires 28 et 24 pattes sur le support de programmation.

ce programmateur, nous n'avons pas prévu de protection contre les insertions de mémoires à l'envers ou le décalage de pattes dans le cas des 24 pattes. Il est facile de ne pas se tromper surtout que c'est la seule manipulation que vous ayez à faire pour programmer une mémoire ; donc...

Les commandes disponibles sont au nombre de neuf et nous allons les étudier une par une. Cependant, le programme étant conversationnel, nous vous recommandons de relire une fois ce mode d'emploi avec le programmateur en marche et vous vous apercevrez que vous n'en aurez plus besoin lors des utilisations ultérieures.

– Commande R : choix du type de mémoire. Cette commande fait afficher la liste des mémoires programmables et vous permet de modifier le choix que vous aviez fait précédemment.

– Commande V : test de virginité. Cette commande lit le contenu total de la mémoire placée sur le support et indique combien d'octets non vierges elle a trouvé. Rappelons que pour les UVPROM, l'EAROM et les 7611, les octets vierges ne contiennent que des bits à 1 (FF donc). Si vous travaillez avec la carte IVG ou IVG 09 et que des octets non vierges soient détectés, le message qui l'indique apparaît en vidéo inversé pour mieux attirer votre attention. Attention ! une mémoire détruite peut donner l'impression d'être vierge ; l'on constate alors sa destruction lors de la programmation qui se fait mal ou qui est impossible.

– Commande C : comparaison RAM – ROM. Cette commande permet de comparer n'importe quelle zone de RAM avec n'importe quelle zone de la mémoire se trouvant sur le support. En cas de différence(s), un message en vidéo inversée (dans le cas de la carte IVG ou IVG 09 seulement) l'indique, il indique aussi le nombre de différences et fait lister celles-ci avec leurs adresses, le contenu de la RAM et le contenu de la PROM. En cas de similitude, un message d'information est aussi affiché. Immédiatement après la frappe de cette commande, et avant son exécution, trois questions vous sont posées : adresse de début de RAM, adresse de fin de RAM et adresse de début de ROM. Vous devez fournir ces données et la commande se limitera strictement aux zones spécifiées. Ainsi, si vous voulez comparer la RAM située entre 18 AF et 19 BE avec le contenu de la PROM commençant en 10 A, vous frapperez ces valeurs en réponse à chacune des questions. La touche de retour arrière du curseur fonctionne lors de ces frappes et permet donc de corriger toute faute. La frappe d'autre chose qu'une adresse fait répéter la question posée. La frappe de données incohérentes (adresse de début supérieure à l'adresse de fin, adresse de début de ROM plus grande que la taille de la ROM, etc.) font répéter les questions.

Ces valeurs sont, de plus, mémorisées par le programme de commande du programmateur et, si vous faites des tâches répétitives, vous n'aurez plus à les frapper à nouveau. En effet, le fait de frapper un retour chariot seul en réponse à une question fait automatiquement prendre en compte la valeur mémorisée et fait afficher celle-ci comme si vous aviez effectivement frappé cette valeur. Lors de la mise sous tension initiale, et pour éviter toute bêtise, ces trois adresses sont mises à 0000.

– Commande T : transfert ROM dans RAM. Cette commande permet de lire la mémoire placée sur le support et, comme une lecture sur l'écran ne serait pas pratique, elle transfère pour cela le contenu de n'importe quelle partie de la mémoire à n'importe quelle adresse RAM de votre choix. Il vous est ensuite possible de faire ce que vous voulez sur cette RAM (examen avec la commande D de TAVBUG 09 VI.0, modification de certains octets en vue de la programmation d'une autre mémoire, sauvegarde sur disquette du contenu de cette RAM et, donc, de celui de la ROM, etc.). Cette commande pose les mêmes questions que la commande C vue ci-avant et les indications données à ce propos sont applicables ici.

– Commande M : retour au moniteur. Cette commande vous fait passer sous TAVBUG 09 V1.0 sans effacer l'écran (pour ne pas perdre ce qui y était éventuellement visualisé). Vous pouvez alors faire ce que vous voulez tant que vous ne touchez pas à la zone comprise entre B000 et BFFF qui contient le programme du programmateur ; lorsque vous désirez revenir sous le contrôle du programmateur, il vous suffit de faire un G en B000. Les paramètres existant avant la frappe de la commande M (type de mémoire, adresses de début et de fin de RAM et ROM) sont conservés et vous vous retrouvez donc dans un programmateur identique à celui que vous aviez quitté.

– Commande D : retour sous le DOS. Cette commande permet de passer sous contrôle du DOS (pour charger un fichier en mémoire par exemple). Elle ne fait pas effacer le programmateur de la mémoire du système et il est donc possible d'y revenir de trois façons différentes. Si vous ne vous souciez pas des paramètres qui avaient été mémorisés dans le programmateur avant la frappe de D, vous pouvez tout simplement frapper à nouveau PROG (ou tout autre nom que vous aurez donné au programmateur comme expliqué ci-avant), ce qui recharge et relance le programmateur à partir de l'état initial. Si vous voulez retrouver les paramètres mémorisés avant la frappe de la commande D, vous pouvez : soit faire un JUMP B000, soit passer sous le moniteur avec un MON puis faire un G en B000 (cette dernière méthode est, si vous frappez bien, la plus rapide). Dans ces deux derniers cas, vous retrouvez le programmateur dans l'état où vous l'aviez laissé avant la commande D.

– Commande E : effacement des 2816 Motorola. Les mémoires 2816 Motorola sont un peu analogues à des UVPROM mais au lieu de s'effacer par exposition aux ultraviolets, elles s'effacent électriquement en 10 ms (ce qui présente un intérêt considérable comparé aux 20 à 30 mn nécessaires pour une UVPROM). La frappe de cette commande efface la 2816 se trouvant sur le support ; cependant, pour vous éviter des erreurs et après la frappe de cette commande, le message « Effacement autorisé (O-N) ? » est affiché et le fait de répondre N pour non (en fait n'importe quoi d'autre que O par souci de sécurité) laisse la mémoire intacte.

– Commande Z : réglage des tensions du programmateur. Cette commande est prévue pour vous faciliter la mise en service du programmateur et aussi pour vous permettre un contrôle périodique de celui-ci sans démontage. Elle vous permet de régler ou de vérifier le bon fonctionnement de l'alimentation programmable du programmateur et l'exactitude des quatre tensions qu'elle peut délivrer : 5, 12, 21 et 25 V. La frappe de cette commande vous fait indiquer sur l'écran qu'il ne faut pas de mémoire sur le support et vous demande de mettre le + d'un voltmètre sur la patte 1 du support et le – sur la patte 14. Il ne vous reste plus ensuite qu'à frapper le numéro de la ligne correspondant à la tension à contrôler pour pouvoir lire celle-ci sur le voltmètre. Si des tensions se révèlent incorrectes, vous pouvez alors les amener à la bonne valeur en agissant sur les potentiomètres correspondants de la carte de programmation. Lorsque vous faites un tel réglage, il est prudent de vérifier toutes les tensions après la retouche de l'une d'elles car les réglages inter agissent très légèrement les uns sur les autres. La LED d'indication de tension est, bien sûr, allumée pendant toutes les phases de réglage de cette commande.

– Commande P : programmation ROM. Nous avons gardé cette commande pour la fin puisque c'est elle qui présente le plus d'intérêt. Elle permet, bien évidemment, de programmer la PROM se trouvant sur le support par recopie dans celle-ci d'une partie quelconque de la RAM du système. Lors de la frappe de cette commande, le programme pose les mêmes questions que

pour les commandes C et T vues ci-avant et les indications que nous avons déjà données à ce sujet sont valables également pour P. Ensuite, un test de virginité est effectué automatiquement et le nombre d'octets non vierges (s'il y en a) est affiché ; cependant, et comme il est possible de modifier certains octets dans une mémoire déjà programmée, le fait qu'elle soit non vierge n'interrompt pas la programmation qui ne pourra commencer que lorsque vous aurez répondu O (pour Oui) à la question « Programmation autorisée (O-N) ? » (même sécurité que pour l'effacement des 2816, vues ci-avant). La programmation commence alors et une double vérification se déroule. Chaque octet programmé est lu immédiatement après sa programmation. Si la lecture est correcte, la programmation continue avec l'octet suivant et ainsi de suite jusqu'à la fin de la zone à programmer. En fin de programmation, la mémoire est mise automatiquement en lecture et est comparée à la RAM qui a servi à la programmer ; si des différences existent, un message l'indique, en donne le nombre et les fait afficher. Si, lors de la lecture faisant suite immédiatement à la programmation, une erreur est decelée, un message l'indique et demande si vous souhaitez continuer la programmation (pour éviter de perdre du temps avec les mémoires de grosse capacité qui présenteraient un défaut au début par exemple). Le fait de répondre autre chose que O pour Oui termine la programmation à l'endroit de l'erreur. le fait de répondre O fait continuer la programmation jusqu'au test final qui aura pour but de confirmer ou d'infirmer le défaut décelé. En effet, plusieurs cas peuvent se produire comme nous allons le voir, mais, au préalable, précisons les deux terminologies employées par le programmateur : la vérification effectuée immédiatement après la programmation de chaque octet s'appelle la vérification en mode immédiat ; la vérification effectuée en fin de programmation s'appelle la comparaison RAM ROM. Pour les mémoires « normales » (c'est-à-dire théoriquement pour toutes les mémoires) une bonne programmation doit faire afficher, en fin de programmation les deux messages « Vérification en mode immédiat correcte » et « RAM et ROM identiques ». Certaines mémoires cependant se programment bien mais peuvent présenter des défauts lors de la vérification en mode immédiat les deux messages suivants sont donc affichés en fin de programmation : « Vérification en mode immédiat incorrecte » et « RAM et ROM identiques ». Une telle mémoire doit être considérée comme bonne et est tout à fait utilisable dans un montage. Toute autre combinaison de message d'erreur conduit, par contre, à rejeter la mémoire ou à la passer à nouveau à l'effaceur.

Quelques remarques

La première est un conseil d'utilisation ; malgré les sécurités employées sur le schéma du programmateur, évitez de laisser des mémoires sur le support de programmation lors des allumages et extinctions de l'ordinateur ou du programmateur si celui-ci dispose d'un interrupteur. En effet, il peut se passer n'importe quoi pendant les phases transitoires de mise sous tension et d'arrêt et la mémoire pourrait en souffrir.

Comme vous venez de le constater, notre programme ne dispose pas de commandes permettant de manipuler directement des octets dans la PROM à lire ou à programmer, contrairement à certaines machines du commerce. Cette démarche est logique compte tenu du fait qu'une fois que vous avez transféré en RAM du système le contenu de votre PROM vous pouvez lui faire subir ce que vous voulez avec les commandes de TAVBUG09 V1.0 qui permettent très facilement de manipuler des données contenues en RAM (commande M, commande D, commande A, commande I, etc.).

Bien que nous ne l'ayons pas dit, vous aurez sans doute compris que les adresses des PROM commencent toutes à 0 et se terminent à la taille de la PROM. Ainsi, une 2716 aura des adresses s'étendant de 0 à 7FF, une 2732 de 0 à FFF, une 2764 de 0 à 1FFF et enfin une 27128 de 0 à 3FFF.

Vous pouvez utiliser n'importe quelle zone de RAM pour y transférer le contenu d'une PROM que vous lisez ou pour mettre un fichier binaire que vous voulez programmer dans une PROM, sauf la zone comprise entre B000 et FFFF puisque l'on y trouve successivement le programme du programmateur, le DOS, les circuits d'interface et le moniteur. Une bonne pratique consiste à utiliser la RAM à partir de 0 ; les adresses RAM et ROM sont ainsi identiques.

Nous vous rappelons que pour manipuler les fichiers binaires, vous disposez de la commande GET mais aussi, dans les extensions du DOS, de OLOAD qui permet de charger un fichier n'importe où en mémoire en spécifiant un offset ou décalage ; cette dernière commande trouve ici tout son intérêt. Pour aller dans l'autre sens, la commande SAVE donne toute satisfaction.

Il est tout à fait normal qu'une mémoire UVPROM chauffe lors de la programmation. Le record étant atteint avec les 2732 ou 2532 se programmant sous 25 V. Les températures atteintes sont toutefois compatibles d'un doigt humain normal. Une mémoire qui est intouchable après quelques instants de programmation est, par contre, très certainement en mauvais état et une pression sur RESET est conseillée. En effet, il arrive, rarement fort heureusement, que des UVPROM soient défectueuses au point que la tension de programmation se retrouve sur une ou plusieurs pattes où elle n'a rien à faire ; dans ce cas-là, la mémoire s'échauffe très vite et il est conseillé d'en interrompre le plus vite possible la programmation. Si cela vous arrive, les composants ayant le plus de chance (façon de parler) d'avoir souffert sont les trois 74541 et le 74645. La limitation de courant dont est pourvu notre programmateur sur l'alimentation « haute tension » limite cependant un peu les dégâts et il nous est arrivé plusieurs fois de nous brûler le doigt sur des mémoires sans que les 541 et 645 n'aient souffert.

Pour prendre les devants et répondre ainsi à des questions que vous pourriez être amené à nous poser, notre programmateur utilise, pour programmer les UVPROM, la méthode classique, c'est-à-dire qu'il lui faut environ 2 mn pour une 2716 complète, 4 mn pour une 2732, etc. Un algorithme de programmation rapide a été développé récemment par Intel en particulier, mais nous n'avons pu en obtenir la communication de façon suffisamment précise pour pouvoir l'inclure dans notre programme de pilotage du programmateur.

Enfin, pour en terminer avec ces quelques remarques, rappelez-vous que le nombre de cycles de programmation et d'effacement que l'on peut faire subir à des UVPROM n'est pas illimité et que plus ce nombre augmente, plus la mémoire devient difficile à programmer. D'autre part, et dans

Fig. 12. – Un effaceur d'UVPROM rudimentaire mais efficace.

un même ordre d'idée, une mauvaise programmation (tension trop élevée, impulsion de programmation de durée trop longue, etc.) ou un mauvais effacement (tube trop puissant, mémoire trop près, exposition beaucoup trop longue, etc.) peuvent être préjudiciables à la durée de vie d'une mémoire et même la rendre impropre à une programmation correcte.

Mise en service du programmateur

Fort du mode d'emploi que vous venez de lire, et après avoir appelé le programme de programmation correspondant à votre configuration, exécutez une commande Z et utilisez-la pour régler le 5 V, le 12 V (même si vous ne voulez pas faire les PROM bipolaires tout de suite, cela sera prêt pour plus tard), le 21 V et le 25 V. Les tensions doivent être exactes à + ou − 1/2 V près et il faut donc faire ce réglage avec soin. Lorsque c'est fait, et si le curseur de vos potentiomètres est facilement mobile, il est prudent de le bloquer avec un peu de vernis. Si cette commande Z ne fonctionne pas, il faut vérifier tous les composants de la partie basse du schéma publié le mois dernier. Cela doit aller vite car c'est de la logique très classique. De plus, le composant le plus fragile de cette chaîne est le 4016 et c'est par lui qu'il est bon de commencer la vérification. Remarquez que, pendant le réglage des tensions, la LED s'est allumée. Si tel n'a pas été le cas, vérifier le 7406, T_1, T_3 et le régulateur du 5 V.

Si tout est correct, vous pouvez essayer de programmer votre première mémoire. Pour cela, choisissez de préférence une 2716 (c'est le type le moins cher actuellement). Au moyen de la commande I de TAVBUG09, initialisez à FF de 0 à 7FF ; puis placez quelques données connues dans cette RAM ; par exemple 00 en 0, 11 en 1, 22 en 2, et ainsi de suite sur une dizaine d'octets. Programmez alors votre mémoire. Tout doit bien se passer (sauf si vous tombez sur une récalcitrante). Si ce n'est pas le cas, l'analyse de ce qui a été programmé dans la mémoire doit vous aider à trouver ce qui ne va pas. Ainsi, si vous avez essayé de programmer 22, soit 00100010 et que vous ayez lu A2 dans la mémoire, cela signifie que le bit de données numéro 7 est resté à 1 ; la ligne qui y aboutit est peut-être en l'air ou en court-circuit avec le 5 V. Vu la simplicité du montage, un petit peu de raisonnement et de logique devraient vous aider à trouver une panne éventuelle, d'ailleurs bien improbable.

Si la phase 2716 s'est bien passée, essayez de programmer diverses mémoires avec des contenus variés pour constater que tout se déroule bien.

Et l'effacement alors !

S'il est relativement facile de programmer des UVPROM puisqu'il suffit de construire notre programmateur, il est plus délicat de les effacer. En effet, les ultraviolets adéquats ne sont ni ceux des tubes à circuits imprimés, ni ceux des lampes à bronzer. De plus, les vrais effaceurs sont très chers (pour ce qu'il y a dedans !). Une bonne solution consiste à se procurer chez un détaillant spécialisé un tube fluorescent sur la bonne longueur d'onde, à monter celui-ci sur une réglette de la taille correspondante et à recouvrir le tout d'une feuille de papier d'aluminium pliée en V comme schématisé figure 12 (cela va plus vite que de faire une boîte et cela marche aussi bien). Les mémoires sont alors posées sur la réglette et se trouvent juste à la bonne distance du tube. Seul « hic », où trouver un tel accessoire ? Le nôtre vient de chez Cediseco, 18 bis, rue Jules-Ferry, 88000 Chantraine, mais nous croyons savoir que Pentasonic en a en stock à prix intéressant.

D'autre part, si une personne compétente veut nous indiquer une référence de tube de ce type chez Mazda, Philips, Claude ou autre, nous sommes preneur et publierons l'information aussitôt (aux délais d'impression du journal près !).

Le logiciel du programmateur sur cassette

Pour l'instant, et pour simplifier le travail de distribution, nous n'avons pas prévu de version cassette du logiciel de commande de ce programmateur. Toutefois, si la demande est assez nombreuse, nous serons peut-être amené à reconsidérer ce choix. Si tel était le cas, la cassette vous serait fournie sans frais par l'auteur en échange de la disquette que vous auriez acquise avec le kit de composants de ce montage. Nous sommes donc à l'écoute et attendons votre avis à ce sujet.

Les 2816 Motorola

Nous vous avions promis quelques mots sur ces mémoires ; les voici. Ces mémoires sont des EAPROM, c'est-à-dire des mémoires programmables et effaçables électriquement. Leur capacité est de 2 K-mots de 8 bits comme les classiques 2716 avec lesquelles elles sont d'ailleurs compatibles broche à broche. Leurs chronogrammes de programmation sont identiques, dans le principe, à ceux de la 2716 et seule la largeur de l'impulsion de programmation change (10 ms pour la 2816 contre 50 ms pour la 2716). L'effacement est réalisé électriquement au moyen d'une impulsion unique de 10 ms. Il n'est pas sélectif et affecte toute la mémoire.

Ces mémoires ne sont pas compatibles, hormis en lecture, avec les 2816 d'Intel malgré la similitude de référence. En effet, ces dernières réclament une impulsion de programmation ayant des flancs de montée et de descente exponentiels et calibrés de façon précise, ce qui leur enlève beaucoup d'intérêt et qui aurait compliqué par trop notre montage si nous avions voulu prévoir la circuiterie pour les programmer.

A l'heure actuelle, le prix des 2816 n'est pas encore très intéressant, comparé à celui des 2716, mais le problème sera à reconsidérer d'ici quelques mois. De plus, ces mémoires ouvrent des horizons nouveaux dans le domaine des produits micro-informatiques car l'on peut concevoir des montages où la mémoire peut être programmée en temps réel sur le support qu'elle occupe normalement en lecture.

Vous êtes très nombreux à souhaiter équiper votre ordinateur individuel à base de 6809 avec des lecteurs de disquettes dont le confort d'utilisation n'est plus à prouver. Malheureusement, divers événements dont les récentes hausses du dollar ont fait augmenter très fortement le prix de ces produits. Conscient de ce problème et afin de trouver une solution satisfaisante, l'auteur étudie actuellement la possibilité de connecter sur le système des lecteurs de micro-disquettes (3 pouces et demi) dont le fonctionnement est tout à fait comparable aux lecteurs de disquettes 5 pouces mais dont le prix est environ moitié moins élevé (1 500 F environ). Nous espérons vous donner dans notre prochain numéro (sous réserve que les distributeurs contactés nous fournissent les informations demandées en temps utile) toutes les informations relatives à ces lecteurs et à leurs possibilités d'utilisation sur notre système.

Conclusion

Nous en resterons là pour cet article déjà bien volumineux. Le mois prochain, nous vous décrirons complètement l'adaptateur pour programmer les 7611 avec ce programmateur et nous commencerons l'étude de la carte de visualisation couleur annoncée dans notre précédent numéro.

(A suivre)

C. TAVERNIER

Nota :
Lors de votre commande du kit du programmateur de PROM, n'oubliez pas de spécifier si vous désirez le logiciel sur disquette 40 ou 80 pistes.

LECTEUR DE COMPACT DISC
KENWOOD L-03 DP



Comme ses confrères, Kenwood commercialise un lecteur de disques à lecture laser. Ce fabricant d'appareils Hi-Fi nous avait habitués à des innovations en matière d'amplification que nous redécouvrons aujourd'hui chez beaucoup d'autres constructeurs. La « copie », cela existe aussi entre Japonais... Mais aussi certains accords sont passés entre eux, ce qui explique la ressemblance de diverses productions. C'est d'ailleurs le cas du L-03 DP que les visiteurs du dernier Festival du Son auront pu remarquer. Cette ressemblance n'est absolument pas fortuite ! La technologie laser demande de gros investissements, possibles dans de grands groupes, mais difficiles au sein de sociétés de moindre importance. Le L-03 DP reste pourtant un modèle original, ne serait-ce que par la présence de bornes de sortie d'un genre particulier repérées par la lettre grecque Sigma...

Tout noir, le L-03 DP allume son indicateur fluorescent dès sa mise sous tension. Une épaisse glace synthétique le protège et un texte de plus de deux lignes s'inscrit en minuscules lettres vertes. Traduction effectuée, nous savons alors que le L-03 DP n'a pas échappé au microprocesseur et à la recherche aléatoire des morceaux, et que les performances super-élevées de ce lecteur sont dues à la haute technologie numérique de Kenwood.

La finesse de ce texte n'a d'égale que celle de l'indicateur fluorescent, une merveille du genre par sa précision et son contraste. Une rangée de petites touches numériques souligne ce cadran et d'autres ont été rassemblées sur la droite de la façade.

Comme les photos vous le montrent, l'appareil est noir ; la porte à disque laisse à peine entrevoir la rotation de ce dernier. Le laser sera bien caché...

Les perforations du capot, noir également, laisseront apparaître les mystérieux circuits électroniques. Une touche dépasse plus que les autres de la façade, il s'agit de la touche d'éjection. L'ouverture du tiroir est entièrement mécanique, elle est freinée par un amortisseur. Le plateau sur lequel sera posé le disque est de couleur noire mate.

Le disque s'introduit facilement, la face supportant les informations ne risque pas trop les rayures. L'extraction, un tantinet plus délicate, est toutefois facilitée par un dégagement de près de la moitié de la surface du disque. Dès la fermeture du tiroir, le disque se met à tourner pour un examen du contenu des premières spires. Cet examen terminé, le disque s'arrête et l'appareil attend un nouvel ordre. Cette opération sert en fait à amener la tête de lecture en face de la spire correspondant au premier mot de la première plage.

Un lecteur de disque doit être branché sur un amplificateur. Nous avons ici une originalité Kenwood. La première paire de prises de sortie délivre un niveau constant tandis que le niveau de la seconde peut être ajusté par un potentiomètre. Les prises RCA ont reçu une belle dorure. La seconde sortie se fait sur des prises aux sorties multiples imposées par le système « Sigma ». De quoi s'agit-il donc ? Kenwood, au cours de ses nombreuses études, à la recherche de la perfection, s'est intéressé aux câbles.

Il a mis au point une technique inspirée de méthode de mesures, notamment de température. Cette technique consiste à utiliser un câble à quatre conducteurs (un blindage plus trois fils isolés) ; ces quatre conducteurs aboutissent à une prise mâle de type RCA à deux conducteurs, un central et un externe. De ces deux extrémités partent deux câbles allant vers la sortie du lecteur. Deux des câbles conduisent le signal vers la prise RCA, les deux autres sont reliés, dans l'amplificateur, au circuit de contre-réaction de l'étage de sortie. Cet étage voit donc en fait ce qui se passe non au niveau des bornes de sortie du lecteur mais à celui d'entrée de l'amplificateur.

Le câble n'a plus en principe au-

L'évolution technologique prévisible des écrans plats : Cellules électroluminescentes et cristaux liquides

Les écrans plats d'un volume très réduit ne permettent pas encore l'obtention de demi-teintes avec des contrastes comparables à celui des tubes cathodiques actuels. Il paraît donc intéressant de décrire les recherches effectuées depuis plusieurs années qui ont conduit aux réalisations d'écrans plats destinés à l'affichage de textes alphanumériques et récemment à la visualisation des images de télévision en couleurs.

MATRICES ACTIVES À TRANSISTORS EN FILM MINCE

Ces matrices sont réalisées en utilisant un élément actif, en chacun des points de la matrice. L'élément actif est une cellule de cristal liquide ou cellule électroluminescente, suivant l'effet optique choisi.

Thomson-CSF emploie des transistors en film mince à chaque point d'intersection d'une matrice composée d'un réseau de lignes (Y) et de colonnes (Y) qui chargent un condensateur de stockage (Cs).

Ces transistors en film mince sont au séléniure de cadmium ou au silicium polycristallin dont les propriétés électriques sont telles qu'elles permettent de satisfaire aux exigences de la TV.

L'adressage se fait ligne à ligne par un signal qui doit placer tous les transistors de cette ligne dans l'état conducteur. Les tensions vidéo appliquées aux colonnes sont ensuite transférées aux condensateurs qui remplissent le rôle de mémoires et qui assurent de ce fait le maintien de l'excitation de la cellule élémentaire de l'écran. Les transistors en film mince, associés à la capacité mémoire, assurent ainsi les fonctions de commutation et d'intégration en chaque point de la matrice.

La figure 1 montre une petite partie d'une matrice composée d'un réseau de lignes et de colonnes. Supposons que la ligne Y_1 se trouve à une tension positive + V et que la colonne X_1 se trouve également à une certaine tension positive. Le transistor T_1 se trouve alors dans l'état de conduction d'où la naissance d'un courant qui produit une faible charge du condensateur Cs. Supposons qu'au même instant la colonne X_1 reçoit le signal vidéo.

La charge de Cs augmente ainsi que la tension à l'électrode de commande du transistor T_2. La durée de la conduction de T_1 est très courte étant donné que la colonne X_1 reçoit la tension continue et le signal vidéo par l'intermédiaire d'un commutateur électronique qui reçoit à son entrée ces deux tensions au début de la ligne Y_1. La vitesse de commutation est synchronisée par la base de temps ligne ce qui veut dire qu'au bout d'une fraction d'une microseconde le commutateur n'est plus relié à la colonne X_1 mais à la colonne X_2. Le transistor T_1 de la première cellule est bloqué pendant que le transistor T_1 de la seconde cellule est débloqué donc conducteur. Pendant ce temps le signal vidéo et la tension continue chargent le condensateur Cs de la seconde cellule. Le condensateur Cs de la première cellule ne reçoit plus aucune tension par la colonne X_1 du fait que T_1 est bloqué. La tension aux bornes de Cs de la première cellule débloque le transistor de puissance T_2 de la même cellule et celui-ci produit l'excitation de la cellule élémentaire CEL de l'écran qui peut être une cellule de cristal liquide ou une cellule électroluminescente.

La commutation électronique du signal vidéo continue jusqu'à la fin de la ligne Y_1. L'adressage change ensuite de ligne. La ligne Y_1 ne reçoit plus de tension positive et ce sera la ligne Y_2 qui portera tous les transistors T_1 de cette ligne dans l'état de conduction du fait de la présence de la tension positive + V.

L'adressage se fait ainsi ligne à ligne par un signal (+ V) qui place tous les transistors de cette ligne dans l'état conducteur.

Fig. 1

Les tensions appliquées aux colonnes sont ensuite transférées aux condensateurs qui assurent le maintien de l'excitation de la cellule élémentaire de l'écran. Les condensateurs remplissent la fonction de mémoire ce qui permet de maintenir l'excitation des cellules pendant toute la durée d'une trame. En fin de trame on procède à la décharge des condensateurs.

La vitesse d'adressage peut être élevée. Les demi-teintes peuvent être obtenues.

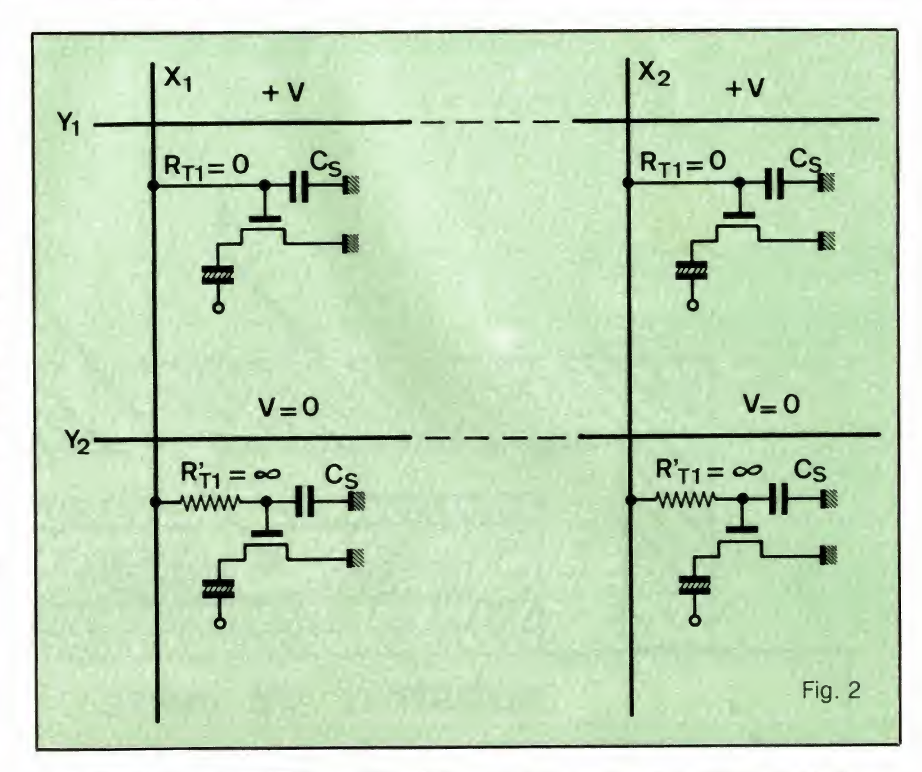


Fig. 2

EMPLOI DES CELLULES ÉLECTRO LUMINESCENTES EN FILM MINCE

La présence des condensateurs Cs permet d'incorporer une mémoire à la matrice d'où l'absence du phénomène de scintillation et de papillotement.

Dans la figure 2 tous les transistors T_1 de la ligne Y_1 sont placés dans l'état conducteur pendant que tous les transistors de la ligne Y_2 et des lignes suivantes sont placés dans l'état non-conducteur.

Les transistors conducteurs T_1 sont présentés dans la figure comme des conducteurs ayant une résistance $R_{T1} = 0$ et les transistors non-conducteurs T_1 comme des résistances infinies $R_{T1} = \infty$.

En réalité les résistances des transistors T_1 ne varient pas dans ces limites.

Appelons R_{T1} la résistance d'un transistor T_1 conducteur et R'_{T1} la résistance d'un transistor T_1 non-conducteur. Pendant la conduction la constante de temps est le produit R × C c'est-à-dire $R_{T1} \times (Cs + Cp)$ avec Cp comme capacité parasite.

La durée d'une ligne de télévision étant de 64 µs'il faut que la constante de temps pendant la conduction des transistors T_1 soit très petite par rapport à la durée d'une ligne : $R_{T1} \times (Cs + Cp) << 64\ \mu s$.

La durée d'une trame de télévision est de 1/50 de seconde donc 20 ms. La résistance des transistors T_1 non-conducteurs est R'_{T1} d'où la constante de temps $R'_{T1} \times (Cs + Cp)$.

Pour obtenir l'effet de mémoire des cellules élémentaires de la matrice et de l'écran, il faut que cette constante de temps soit plus grande que la durée d'une trame : $R'_{T1} \times (Cs + Cp) > 20$ ms.

Les conditions de fonctionnement se trouvent ainsi résumées par l'équation :

$$\frac{R_{T1}}{R'_{T1}} << \frac{64}{20\,000} << \frac{1}{312}$$

DIMENSIONS DES CELLULES ÉLECTRO-LUMINESCENTES EN FILM MINCE

En admettant que les longueurs de canaux soient de l'ordre de 50 µm et que les porteurs de charge se déplacent avec 50 cm²/V.S on obtient des temps de commande des transistors T_1 d'environ 0,08 µs.

Les dimensions géométriques des cellules entières correspondant à une résolution de 0,8 élément par mm sont de l'ordre de 1,6 mm² où un tiers seulement est réservé à la cellule élémentaire CEL luminescente, soit 0,6 mm × 0,9 mm = 0,54 mm².

Parmi les réalisations actuelles, on peut citer des rendements lumineux de 1 lumen/watt, une densité de 350 candela/m² et une durée de vie d'environ 20 000 heures.

Les tensions de commande sont de l'ordre de 200 à 250 V et les tensions de modulation vidéo de 10 à 20 V. Ces dernières sont superposées aux tensions de commande.

L'écran électroluminescent de Sharp contient 76 800 éléments dans une surface active de l'écran de 9 cm × 12 cm composée en 240 × 320 × 76 800 éléments de 0,274 mm × 0,275 mm séparés de 0,1 mm. La luminance a une densité de 50 candela/m². Le contraste est de 25/1. La couleur est du jaune-orange (λ = 584 nm). La résolution est de 2,7 éléments par mm. La surface de chaque élément est de 0,08 mm² = 0,274 × 0,275. L'écran plat a une épaisseur de 3 cm.

Les tubes à masque 110° qui équipent les téléviseurs couleur actuels peuvent produire avec une bande passante de 5 MHz une résolution de 500 × 512 points soit 256 000. Leur luminance est de 350 candela/m² avec 8 lumen/watt ce qui veut dire qu'ils nécessitent 1 W comme puissance totale y comprise la déviation pour émettre un flux de 8 lumen.

Les tubes couleur destinés aux moniteurs à haute définition à 1 100 ou 1 250 lignes ont une résolution d'environ 1 700 × 1 100 ≅ 2 000 000 points pour une bande passante de 30 à 40 MHz.

La majorité des écrans plats électroluminescents fonctionnent avec une densité lumineuse de 0,1 à 0,5 lumen/watt. Ces écrans matriciels exigent une tension de commande de l'ordre de 200 V et un courant d'adressage moyen de forte intensité d'où une consommation très élevée pour une résolution très faible. En augmentant la surface de l'écran en vue d'augmenter le nombre de points, on atteint une consommation prohibitive. Les recherches actuelles sont donc en premier lieu portées vers les matériaux électroluminescents à haut rendement.

La figure 3 montre la composition d'une cellule Hycom à 5 films minces déposés sur le substrat avant en verre où 1 est l'électrode transparente frontale, 2 l'électrode sur la face arrière, 3 la couche électroluminescente en ZnS : Mn enrobée de deux films isolateurs. L'ensemble de ces éléments se trouve sous vide d'où la capsule 4. L'excitation s'effectue par un champ électrique entre les électrodes. L'état de luminescence continue après l'excitation d'où l'effet de mémoire qui permet de sélectionner une image en cours de déroulement par l'adressage matriciel. Celui-ci exige deux couches avec des électrodes à bandes minces verticale et horizontale destinées à la commande ligne à ligne suivant le déroulement de la figure 1. On retrouve les transistors de commutation à films minces dont les conditions de fonctionnement sont imposées par la pente Gm, la capacité d'entrée C et le temps de montée τ du transistor T_1 avec $Gm/C = 1/\tau$.

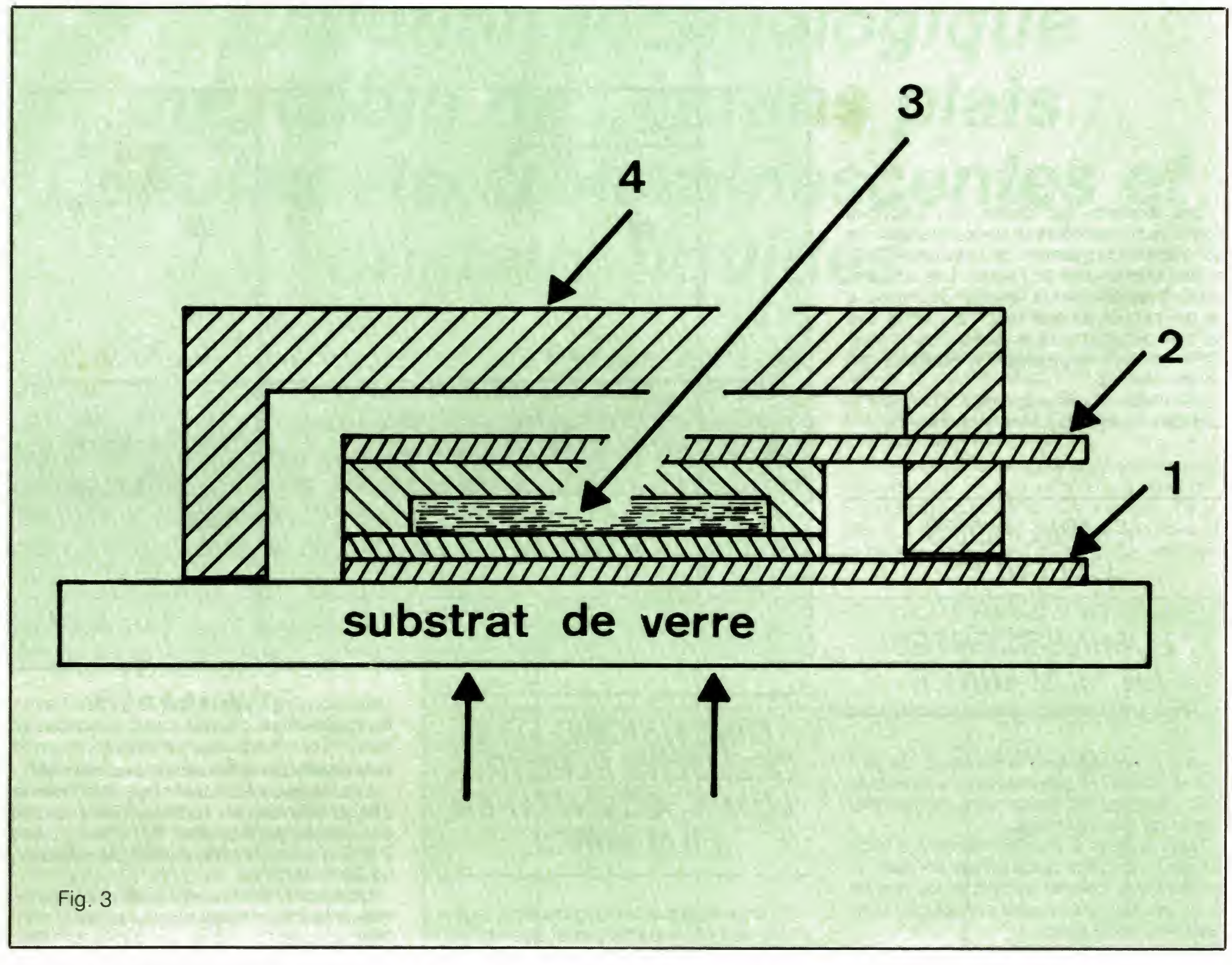


Fig. 3

EMPLOI DES CRISTAUX LIQUIDES

Au lieu d'employer des cellules électroluminescentes dans les matrices actives à transistors en film mince, on peut également utiliser des cellules de cristal liquide fonctionnant avec une vitesse d'adressage élevée.

L'organisation moléculaire de ces cellules n'est ni parfaitement ordonnée comme celle des cristaux, ni complètement désordonnée comme celle des liquides.

On peut distinguer plusieurs familles de cristaux liquides : les cristaux à structure *nématique* dont l'organisation est le parallélisme des molécules entre elles et les cristaux à structure *smectique* qui possèdent un degré d'ordre supplémentaire du fait que les molécules sont organisées en couches. La figure 4 montre l'organisation nématique et l'organisation smectique des molécules.

Ces cristaux offrent des effets électro-optiques selon la nature de l'organisation moléculaire. Celle-ci est modulable par des facteurs physiques tels que la température, la pression ou le champ électrique. Les cellules électroluminescentes offrent un effet photoémissif sous l'action d'un champ électrique.

Pour les cristaux liquides *nématiques,* on peut utiliser la biréfringence contrôlée électriquement, la diffusion dynamique ou encore les molécules parallèles entre elles mais disposées en hélice à 90° entre deux plaques de verre constituant la cellule. Celle-ci est placée entre deux polariseurs croisés. La cellule laisse passer la lumière en absence de champ électrique mais elle arrête la lumière sous le champ électrique du fait que celui-ci détruit l'alignement en hélice. Ces cristaux nématiques sont utilisés dans les montres et appareils de mesure.

Les cristaux à structure *smectique* sont utilisés pour les écrans plats à structure matricielle. Ces cristaux portés à une température convenable passent au cours du refroidissement par l'état *isotrope* (aucune organisation des molécules), l'état *nématique* (organisation parallèle), l'état *smectique* (organisation parallèle et en couches) et enfin état *solide cristallin* (figure 4).

On peut utiliser ces propriétés pour les écrans matriciels dont les lignes sont des résistances chauffantes et les colonnes des électrodes transparentes. On peut ainsi obtenir le refroidissement spontané sans champ électrique et le refroidissement sous champ électrique d'où une texture *diffusante* en spontané et une texture *transparente* sous champ électrique. Ces deux structures sont stables simultanément et conjointement. Les écrans smectiques ont une mémoire infinie si la température garantie la phase smectique. Dès que l'on réchauffe, la mémoire s'efface.

Thomson-CSF a réalisé récemment une maquette d'écran plat dont la matrice est composée d'un réseau de lignes et de colonnes fonctionnant suivant le principe des points d'intersection et l'adressage ligne à ligne de la figure 1. La cellule électroluminescente est remplacée par une cellule à cristal liquide à diffusion dynamique dans la phase *nématique.* A chaque point d'intersection, on retrouve l'élément de commutation constitué à l'aide d'un transistor en film mince en séléniure de cadmium ou en silicium polycristallin. L'élément de commutation permet de charger un condensateur de stockage (Cs) d'où l'effet de mémoire.

Dans les écrans plats à cristal smectique, la transition nématique-smectique se produit vers 45° et la phase smectique se maintient dans toute la gamme des températures ambiantes. Si un champ supérieur à une certaine valeur est appliqué, l'état obtenu est parfaitement transparent grâce à la structure *homéotropique.*

Dans les écrans plats à cristal *nématique* il n'est plus nécessaire de choisir un effet optique possédant un seuil.

L'évolution technologique prévisible des écrans plats : Cellules électroluminescentes et cristaux liquides

LES ÉCRANS ÉLECTRO-LUMINESCENTS D'AFFICHAGE

L'effet électro-optique, l'effet *Destriau*, est obtenu dans ces écrans en appliquant un champ alternatif électrique à une poudre de sulfure de zinc. Les panneaux « *Lumiplaques* » de Thomson-CSF se présentent sous les dimensions de 350 × 180 mm avec une épaisseur de 1 mm. La luminance se situe entre 200 et 800 candela par m². Le support est une électrode métallique sur laquelle est déposée une couche diélectrique électroluminescente en sulfure de zinc enrobée de céramique suivie d'une couche transparente conductrice comme seconde électrode. Chaque Lumiplaque peut être divisée en plusieurs centaines de zones actives autonomes, d'une surface minimale de 1 mm², de couleurs distinctes et de formes géométriques variées. Format actuel maximum : 350 × 180 mm. La luminance obtenue dépend à la fois de la fréquence et de l'amplitude de la source d'alimentation.

Les panneaux à *plasma* ont comme cellule de base deux dalles de verre identiques qui délimitent un espace rempli d'un gaz à base de néon où se produisent les décharges. Chaque dalle est munie sur la face interne d'un réseau d'électrodes conductrices parallèles recouvert d'une couche diélectrique isolant les électrodes du gaz. Les réseaux d'électrodes sont disposés perpendiculairement. La présence de la couche diélectrique sur les électrodes stockent les charges créées par l'ionisation du gaz d'où un effet de mémoire.

Une cellule qui a stocké une charge s'allume dès l'apparition du signal d'entretien. Elle est ainsi remise en activité à l'aide de ce signal des dizaines de milliers de fois par seconde.

Une cellule qui n'a pas stocké une charge reste éteinte. Les passages à l'état allumé ou à l'état éteint se font par application de signaux de commande appropriés aux électrodes de lignes X et aux électrodes de colonnes Y. Les réalisations actuelles de panneau à plasma se situent autour de 512 × 512 points sur une surface de 235 × 235 mm. Ils sont utilisés comme écrans de terminaux de point de vente ou de guichet, d'équipements pour télématique et automobile.

R. Aschen

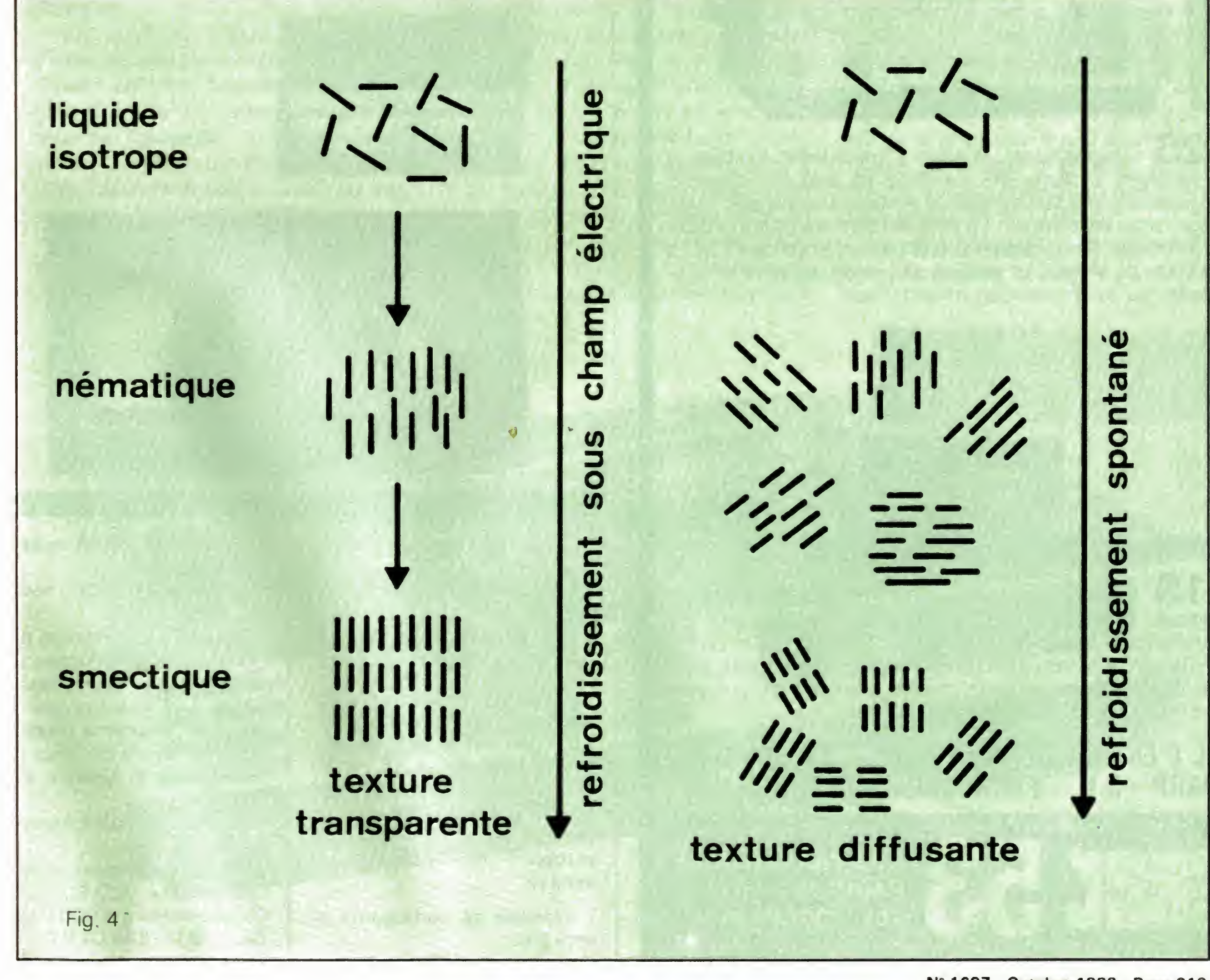


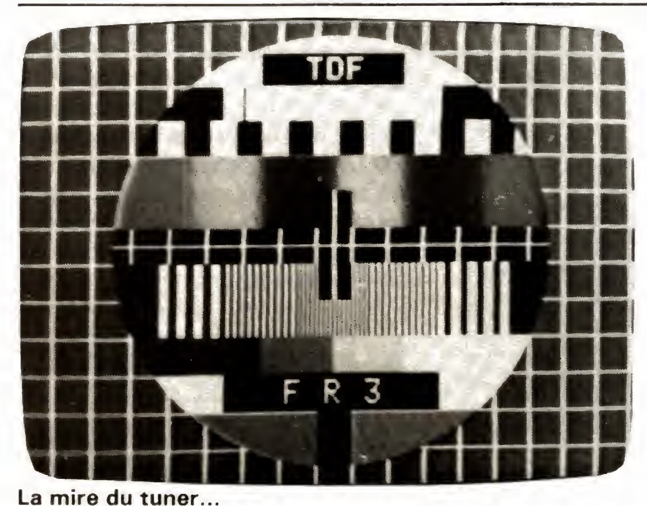
Fig. 4

GRUNDIG VIDEO 2x4 Mono/2000

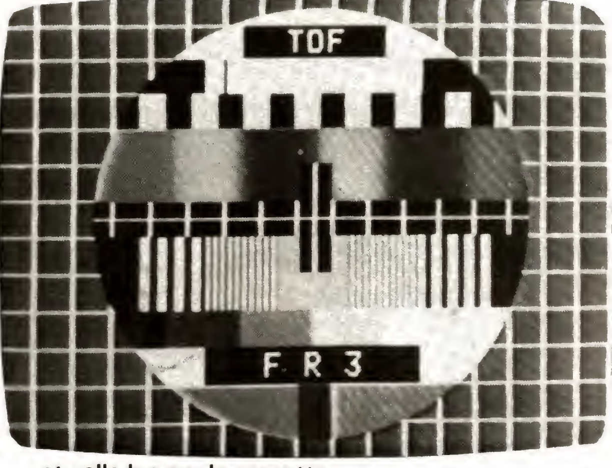
surprise avec sa mémoire d'un an, non seulement pour la programmation mais aussi pour la conservation de l'heure, pilotée par quartz. L'usage des dates d'enregistrement nous paraît plus simple que la sélection d'un numéro de jour : une programmation s'effectue journal en main, et sur ce dernier figure la date. Vous serez donc impardonnable de rater un enregistrement, mais vous pouvez encore vous tromper de numéro de chaîne...

A quand un magnétoscope avec lecteur de code barre et codage de chaque émission sur le journal ?

Le « Mono 2000 » nous a plu par sa simplicité de manipulation et aussi par la souplesse d'emploi de son afficheur en temps réel, précis à la minute et permettant une recherche de séquence. Donc, une réalisation tout à fait à la page et pour laquelle nous ne regretterons pas la stéréo, stéréo plus intéressante dans une version multi ou simplement bistandards. E L



La mire du tuner...



... et celle lue sur la cassette.

CARACTERISTIQUES

Marque : Gründig
Modèle : Vidéo 2 × 4 Mono 2000
Fonction : Lecteur-enregistreur de cassette vidéo
Format : V 2000
Standard : Secam
Durée d'enregistrement : 4 heures par face
Alimentation : 220 V.
Consommation : 42 W en service. 11 W avec affichage de l'heure, 4 W sans l'heure
Tuner
Nombre de stations : 32
Bandes : I, III, IV/V
Norme : Secam L, 625 lignes
Modulateur : oui
Canal d'émission : 36, réglable de 30 à 40
Mire interne : non
Prise péritélévision : oui
Entrée vidéo : non
Sortie vidéo : non
Entrée audio : non
Sortie audio : non
Entrée micro : non
Contrôle son : non
Commande de niveau audio : non
Réducteur de bruit : non
Prise caméra : non
Prise télécommande : oui
Clavier : électronique
Touches : arrêt lecture, recherche visuelle avant et arrière, avance et retour rapides, arrêt, cassette. Enregistrement sur clavier numérique
Arrêt image : oui
Montage électronique : oui
Accéléré : non
Ralenti : 1/3 vitesse nominale
Retour automatique en fin de cassette : inutile sur V 2000
Commande à distance : non
Compteur : temps réel calculé
Mémoire compteur : non
Repérage de bande : non, recherche par programmation
Insertion : non
Enregistrement audio (doublage : non)
Programmateur : oui
Nombre de programmes : 8
Nombre de jours : 364
Programmation multiple : non
Type de réglage : heure de début, de fin, date d'enregistrement, canal
Mémoire horloge : oui, un an
Temps de récupération (non communiqué) : 24 heures (?)
Dimensions : 496 × 134 × 313 mm
Poids : 11 kg
Inscriptions : français (y compris l'afficheur)
Mode d'emploi : français
Particularités : prise péritélévision, télécommande à partir d'un téléviseur Grundig ou d'un boîtier séparé (option), suivi dynamique de piste, recherche d'un enregistrement par programmation d'un temps, accord automatique, mémoire d'un an pour la programmation et l'horloge.

LE VHS HI-FI

Après Chicago et son CES, Berlin et le Funkausstellung nous ont confirmé la réalité du VHS Hi-Fi que Panasonic (Matsushita) avait présenté au mois de mai de cette année. JVC, Hitachi et Sharp, peut-être même d'autres encore, ont déjà, eux aussi, leur modèle propre pour ce nouveau système ; toutefois, d'après ce que nous avons pu apprendre à Berlin, il semble qu'il existe quelques variations et différences, tout au moins au niveau des prototypes, suivant que ces derniers sont issus de telle firme plutôt que de telle autre, ce que nous allons voir ci-après. Cependant l'avènement, après le Beta Hi-Fi, de magnétoscopes VHS à son stéréophonique aux caractéristiques audio sans commune mesure avec celles des VHS conventionnels montre, s'il en était besoin, que ce standard – le plus diffusé de par le monde – a encore de belles années devant lui avant qu'un nouveau venu – celui du camescope 8 mm, par exemple, dont l'échéance apparaît de plus en plus lointaine – puisse le supplanter.

Rappelons tout d'abord que, dans le système VHS Hi-Fi, la tête magnétique audio est doublée par une paire de têtes qui présentent la particularité d'être, comme pour les têtes vidéo, fixées sur le tambour rotatif ; ceci permet d'augmenter la vitesse relative entre les têtes magnétiques et la bande, vitesse qui passe de quelques cm/s dans le cas de la tête fixe à quelques m/s dans celui de la tête tournante.
Cette façon de faire est impérative si l'on veut disposer d'une large bande passante et monter en fréquence. Dans la solution Beta Hi-Fi, le signal audio modulé en fréquence est imbriqué entre les signaux luminance et chrominance ce qui permet une lecture globale à partir des seules têtes vidéo et aussi d'obtenir la grande vitesse relative têtes-bande dont il est question plus haut. De par les caractéristiques propres au VHS, la solution retenue par Sony pour le Beta Hi-Fi ne pouvait être adoptée et il a fallu trouver autre chose et cette autre chose a pour nom enregistrement multiplex en profondeur (« Depth Multiplex recording » ou D-MPX)
Dans ce procédé donc, les têtes audio sont montées sur le tambour des têtes vidéo, tambour dont la rotation est assurée par un moteur à entraînement direct piloté par quartz ce qui réduit de façon spectaculaire le pleurage et le scintillement. Le signal audio stéréo, grâce



Photo 1. – Le VHS Hi-Fi Panasonic NV 850

LE VHS HI-FI

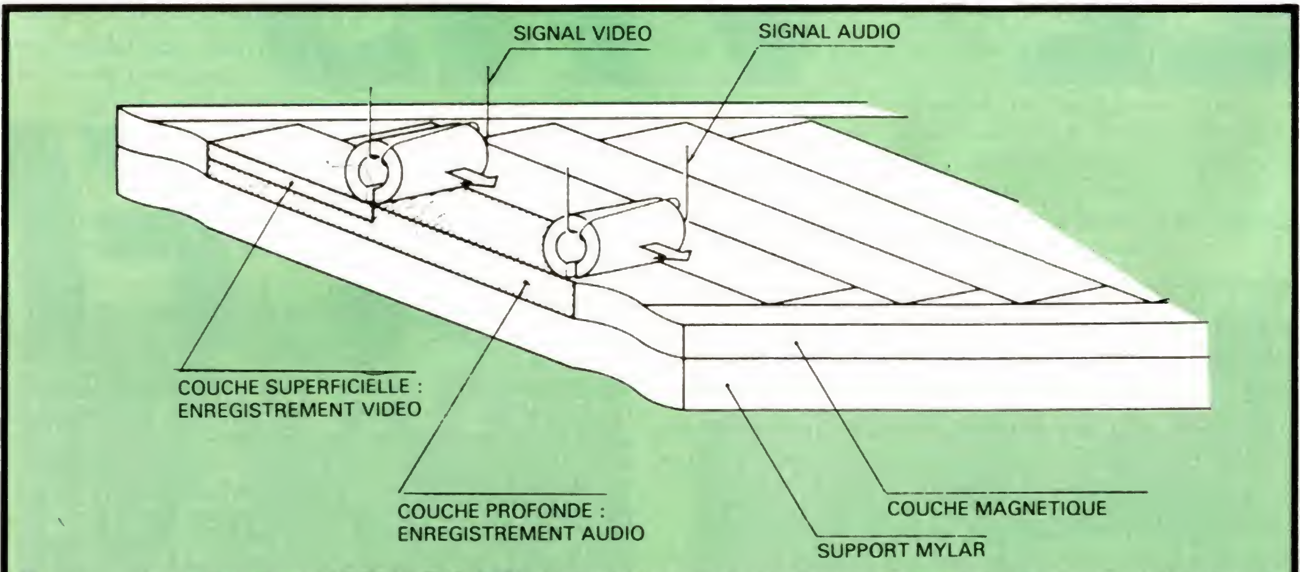


Fig. 1. — L'enregistrement VHS Hi-Fi D-MPX (Depth Multiplex) consiste à enregistrer les signaux vidéo sur la couche magnétique superficielle par-dessus les signaux audio à porteuses FM, lesquels sont enregistré plus profondément dans le milieu magnétique (d'après JVC).

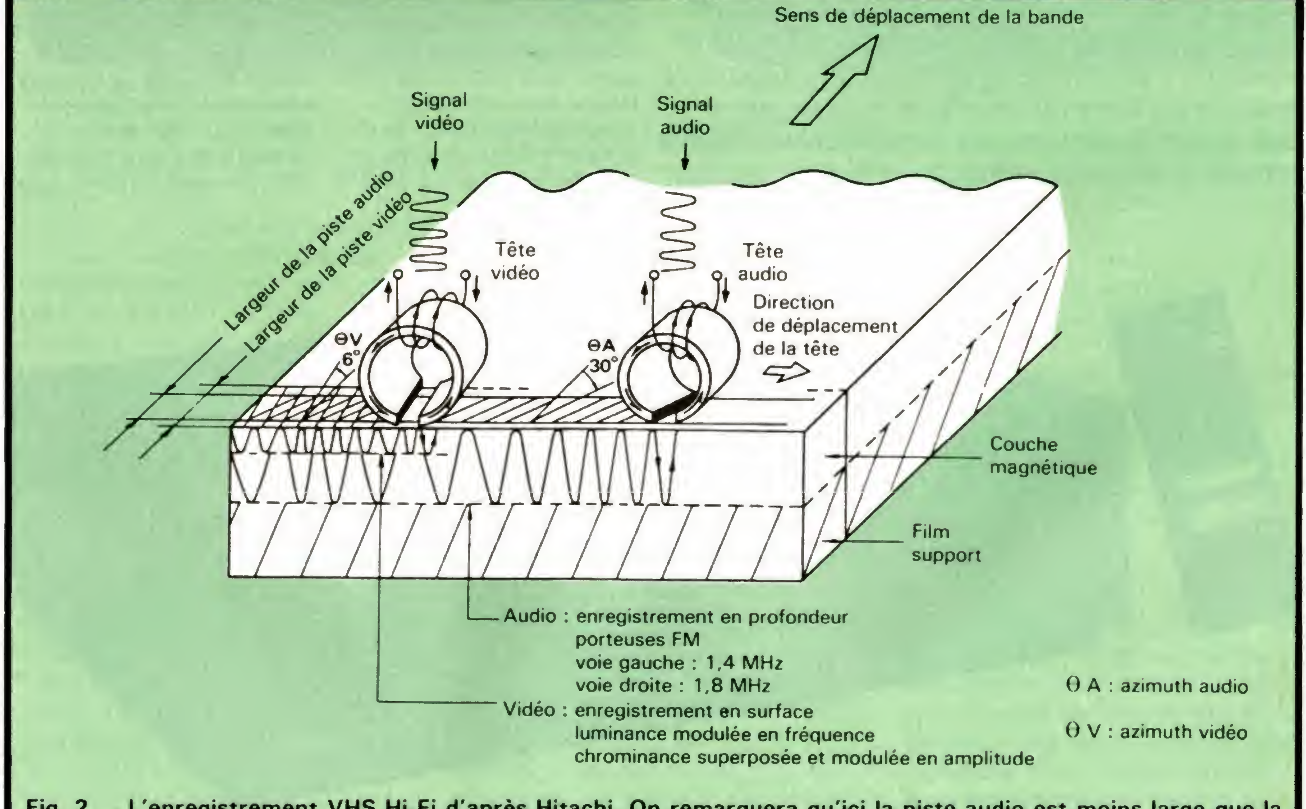
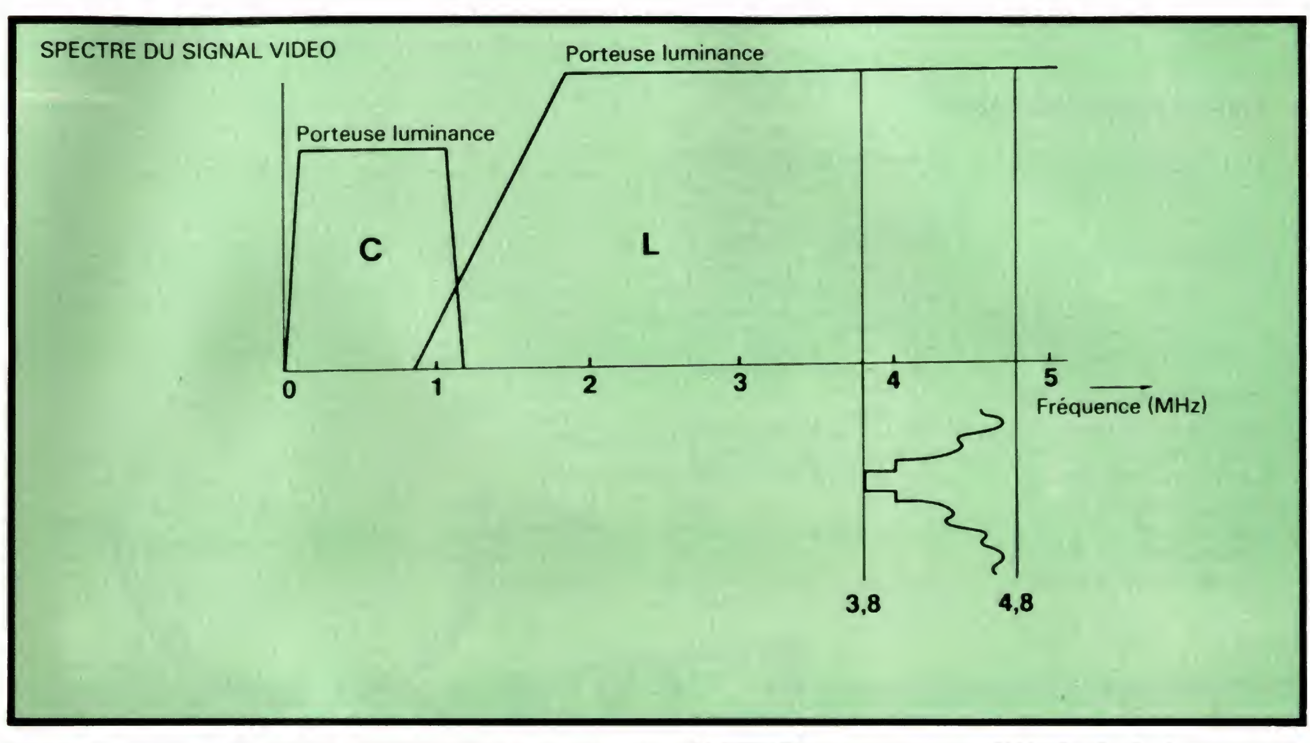


Fig. 2. — L'enregistrement VHS Hi-Fi d'après Hitachi. On remarquera qu'ici la piste audio est moins large que la piste vidéo. On notera également les différences entre les angles d'azimuth des têtes audio et vidéo.



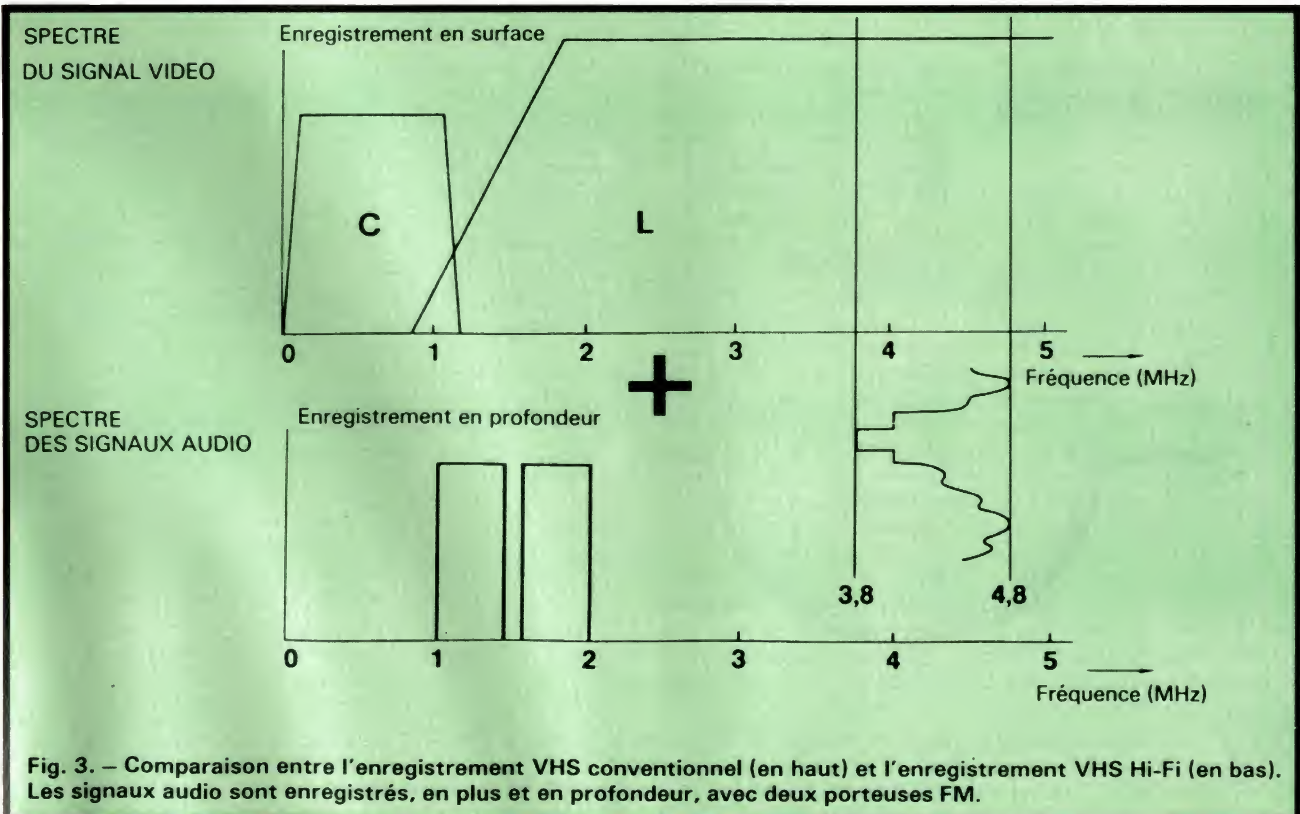


Fig. 3. – Comparaison entre l'enregistrement VHS conventionnel (en haut) et l'enregistrement VHS Hi-Fi (en bas). Les signaux audio sont enregistrés, en plus et en profondeur, avec deux porteuses FM.

LE VHS HI-FI

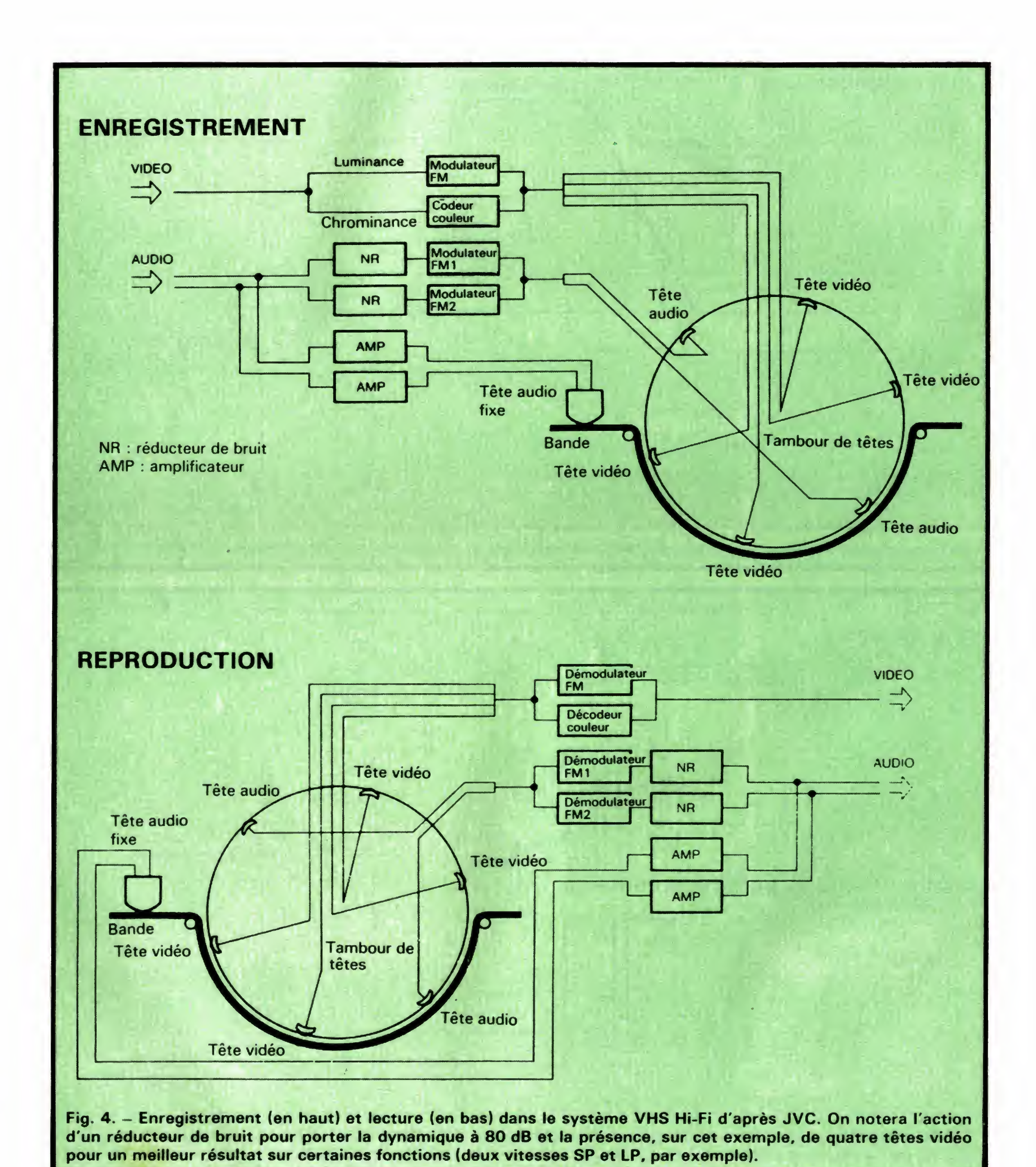


Fig. 4. – Enregistrement (en haut) et lecture (en bas) dans le système VHS Hi-Fi d'après JVC. On notera l'action d'un réducteur de bruit pour porter la dynamique à 80 dB et la présence, sur cet exemple, de quatre têtes vidéo pour un meilleur résultat sur certaines fonctions (deux vitesses SP et LP, par exemple).

LE VHS HI-FI

à un puissant champ magnétique, est enregistré dans la couche magnétique profonde de la bande sous forme de signaux modulés en fréquence avec des porteuses comprises entre 1 et 2 MHz. Ensuite le signal vidéo-signal luminance et queue de bande du signal chrominance – est enregistré par dessus le signal audio, dans la partie superficielle de la couche magnétique (fig. 1 et 2).
A la lecture, les signaux audio modulés en fréquence sont lus dans la couche profonde, au travers de la couche superficielle qui porte l'information vidéo.
Comme par ailleurs les angles d'azimutage des têtes audio et vidéo sont différents (audio : Θ A = $\pm$ 30° ; vidéo : Θ V = $\pm$ 6°), l'intermodulation tant entre les signaux audio et vidéo qu'entre les signaux audio des pistes adjacentes est supprimée.
De cette façon, le VHS Hi-Fi enregistre de façon indépendante les signaux audio et vidéo. De ce fait, le spectre du signal vidéo se révèle être identique à celui d'un enregistrement VHS conventionnel, le signal luminance modulé en FM ayant une excursion allant de 3,8 à 4,8 MHz et le signal chrominance se situant sur une porteuse centrée sur 626,953 kHz. Les signaux audio modulés en fréquence avec 2 porteuses différentes sont quant à eux enregistrés dans la couche profonde de la bande (fig. 3).

La dynamique du signal audio est accrue de façon substantielle par l'emploi de la modulation de fréquence, le taux de modulation permettant d'atteindre plus de 60 dB. Pour porter cette dynamique à une valeur de l'ordre de 80 dB, le VHS Hi-Fi fait appel à un réducteur de bruit, tant à l'enregistrement qu'à la lecture (fig. 4).

En résumé, ce nouveau procédé donne des résultats supérieurs à tout ce que peut donner une autre source Hi-Fi analogique conventionnelle.

On aura pu constater sur la figure 2, d'origine Hitachi, que la largeur de la piste audio est inférieure à celle de la piste vidéo, ce qui n'est pas le cas de la figure 1 due à JVC.

D'autre part, ce dernier annonçait à Chicago des porteuses FM audio à 1,3 et 1,7 MHz alors que Hitachi fait état de ces mêmes porteuses à 1,4 et 1,8 MHz. Espérons que ces légères divergences soient le fait de prototypes. De toute façon, on peut faire confiance aux japonais pour uniformiser leurs productions...

Quant aux résultats, qui diffèrent eux aussi de peu, JVC annonce :

- Bande passante : 20 à 20 000 Hz
- Dynamique : supérieure à 80 dB
- Distorsion harmonique : inférieure à 0,3 %
- Pleurage et scintillement : inférieur à 0.005 %
- Séparation des canaux : supérieure à 60 dB et Hitachi :

- Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz
- Dynamique : supérieure à 80 dB
- Distorsion : 0,2 %
- Pleurage et scintillement : 0,002 %

Ces chiffres sont à rapprocher de ceux que l'on obtient avec un bon magnétoscope VHS du type non conventionnel, à savoir :

- Réponse en fréquence : 50 à 12 000 Hz.
- Dynamique : 46 dB
- Distorsion : 2,1 %
- Pleurage et scintillement : 0,2 %

Il n'y a aucun doute à ce sujet, d'après ces performances, le VHS-Hi-Fi apporte vraiment quelque chose en plus au son. La seule vraie question que l'on puisse se poser a trait à sa date d'apparition en France : « C'est pour quand ? »

CH.-P.



SONY ET LA TELEVISION NUMERIQUE

Sony Corporation a annoncé, le 15 août 1983, un nouveau système de télévision de type numérique, qui délivre une image de très haute qualité grâce à l'utilisation du traitement numérique des signaux, d'un bout à l'autre du circuit vidéo du téléviseur.

Cette réalisation est le résultat de l'avance technologique que possède Sony, tant dans le domaine des semi-conducteurs que dans celui du digital. Le travail des ingénieurs de Sony a porté sur les méthodes de réception des signaux de télévision couleur actuels et de leur traitement numérique à l'intérieur du récepteur, en vue d'améliorer nettement la qualité de l'image.

Ces efforts ont débouché sur le nouveau système de réception. Celui-ci incorpore un balayage non entrelacé qui double le nombre de lignes de balayage. Il en résulte une plus grande densité d'éléments de l'image. D'autres modes de traitement numérique améliorent également sensiblement la qualité de l'image.

De plus, les circuits digitaux ont été étudiés pour s'adapter aux futures sources d'information audiovisuelles de quelque nature qu'elles soient : émissions par satellite, transmissions d'images fixes, les nouveaux réseaux par câbles, fibres optiques, vidéotex, etc.

A l'heure actuelle, l'émission de télévision couleur consiste en des signaux composites, contenant d'une part l'information de luminance, d'autre part l'information couleur. Le récepteur doit séparer parfaitement ces signaux composites en un signal de luminance et un signal couleur, afin de les transformer en une image.

Cependant, les récepteurs conventionnels ne réalisent pas une séparation claire et complète de ces signaux. Il n'est donc pas possible d'éviter des imperfections dans la qualité de l'image.

Le traitement numérique des signaux télévision dans le nouveau système Sony réalise une séparation complète des signaux de luminance et de couleur, de telle sorte que chacun d'entre eux est traité séparément sans interférence.

Un élément clé du circuit numérique Sony est le filtre dynamique en peigne, application directe du principe des filtres logiques. Il en résulte une diminution très sensible des interférences : clignotements, chevauchements de couleurs.

Un nouveau circuit de finesse vertical est également employé pour donner une plus grande définition des lignes horizontales, entraînant une image de haute qualité.

L'emploi de circuits numériques permet, d'une part, de réduire le nombre des composants, de diminuer les étapes de réglages pendant la production et de réduire ainsi le coût d'ensemble du téléviseur. La durée de vie du circuit est également accrue, ce qui permet d'améliorer la fiabilité de l'appareil. Le circuit numérique autorise, d'autre part, l'adjonction de mémoires de grande capacité aux nombreuses applications : images de sources multiples et images fixes (Mavica, Vidéotex), sans clignotements d'image et avec réduction de bruit.

Environ 60 brevets sont aujourd'hui déposés pour ce système de réception numérique des signaux de télévision.

Ce système est déjà concrétisé par un récepteur TVC prototype dont le poids laisse rêveur.